

**VŠB – Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**  
**Katedra elektroniky**

**Návrh měniče s využitím komponentů SiC**  
Design of Converter using SiC Components

2014

Antonín Tomšů

## Zadání bakalářské práce

Student: **Antonín Tomšů**  
Studijní program: B2649 Elektrotechnika  
Studijní obor: 2602R014 Aplikovaná a komerční elektronika  
Téma: **Návrh měniče s využitím komponentů SiC**  
**Design of Converter Using SiC Components**

Zásady pro vypracování:

1. Proved'te rozbor vlastností SiC spínacích prvků a vyberte vhodné aplikační oblasti.
2. Proved'te návrh a dimenzování měniče pro aplikace fotovoltaice.
3. Navržené řešení realizujte.
4. Proved'te ověření vlastností realizovaného vzorku.

Seznam doporučené odborné literatury:

Vondrášek, F.: Výkonová elektronika-měniče s vlastní komutací a bez komutace, svazek 3. Plzeň 2003, ISBN 80-7082-980-X

Chlebiš, P.: Polovodičové měniče s měkkým spínáním. Ostrava 2004, ISBN 80-248-0643-6

Další tituly doporučené literatury dle pokynů vedoucího bakalářské práce

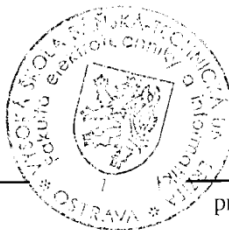
Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc.**

Datum zadání: 01.09.2013

Datum odevzdání: 07.05.2014

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.  
vedoucí katedry




prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

### **Prohlášení studenta**

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

Dne: 7.5.2014

  
.....  
Podpis studenta

### ***Poděkování***

Především bych chtěl poděkovat vedoucímu mé bakalářské práce panu prof. Ing. Petru Chlebišovi, CSc. za cenné rady při tvorbě této bakalářské práce. Dále bych chtěl poděkovat panu Ing. Jiřímu Špičkovi a panu Ing. Martinu Borskému za podnětné připomínky při konzultacích návrhu a simulacích. Další poděkování patří celé mé rodině za podporu během studia.

## **Abstrakt**

Bakalářská práce se zabývá simulací a následnou realizací DC/DC měniče s využitím komponentů SiC pro fotovoltaiku. Na realizovaném výrobku se provede měření analyzátozem elektromagnetického rušení. V teoretické části práce je provedeno základní rozdělení SiC komponentů a jsou vysvětleny základní vlastnosti SiC diod a tranzistorů. Dále jsou také popsány funkce jednokvadrantových, dvoukvadrantových a čtyřkvadrantových stejnosměrných pulzních měničů. Simulační část je detailně zaměřena na zvyšující DC/DC měnič, pro který je sestaven model v simulačním prostředí LTspice. V závěru bakalářské práce je provedeno shrnutí a porovnání nasimulovaných a změřených hodnot spolu s porovnáním měření elektromagnetické indukce za použití rozdílných prvků vyzařujících elektromagnetické pole v realizovaném výrobku.

## **Klíčová slova**

DC/DC měnič, SiC (karbid křemíku), EMC (elektromagnetická kompatibilita), simulace, LTspice

## **Abstract**

The bachelor degree thesis deals with simulation and subsequent realization DC/DC converter with utilization of SiC components for photovoltaics. The realized product will be measured by the analyzer of electromagnetic disturbance. The theoretic part of bachelor degree thesis classifies basics of SiC components and basic qualities of SiC diodes and transistors. Further in the thesis are described the functions of one-quadrant, two-quadrant and four-quadrant direct pulse converter. The simulation part is mainly focused on increasing DC/DC converter. For this converter is assembled model in the simulation environment of LTspice. In the last part is performed summary and are compared simulated and measured values together with the comparison of the measurement of electromagnetic induction with utilization of different elements radiating electromagnetic field in the realized product.

## **Key words**

DC/DC converter, SiC (carbide of silicon), EMC (electromagnetic compatibility), simulation, LTspice

## Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotka	Význam
$C_{GS,GD,DS}$	H	parazitní kapacity struktury tranzistoru
$E$	$MV \cdot cm^{-1}$	Průraz elektrického pole
$f$	Hz	frekvence
$I$	A	proud
$I_1$	A	vstupní proud
$I_{1max}$	A	maximální hodnota proudu
$I_{C,E,B}$	A	proud kolektoru, emitoru, báze tranzistoru
$i_d$	A	okamžitá hodnota proudu zátěže
$I$	A	střední hodnota proudu
$I_{D(max)}$	A	maximální proud drainu
$I_{DS}$	A	proud mezi source a drain
$I_{FRM}$	A	opakovatelná hodnota propustného proudu
$I_Z$	A	proud zátěže
$P_{T(AV)}$	W	celková střední hodnota ztráty tranzistoru
$P_{T(AV)DYN}$	W	střední hodnota dynamických ztrát tranzistoru
$P_{T(AV)STAT}$	W	střední hodnota statických ztrát tranzistoru
$P_{tot}$	W	celkový ztrátový výkon součástky
$Q_g$	nC	totální náboj hradla
$R_{DS(on)}$	$\Omega$	vnitřní odpor při sepnutém tranzistoru
$R_G$	$\Omega$	Odpor na hradlu
$t$	s	čas
$T$	s	perioda
$T_a$	$^{\circ}C$	teplota okolí
$T_c$	$^{\circ}C$	teplota pouzdra
$T_j$	$^{\circ}C$	Teplota PN přechodu
$T_{rr}$	s	zotavovací doba diody
$U_{CE}$	V	napětí mezi kolektorem a emitorem
$u_d$	V	okamžitá hodnota napětí zátěže
$U_{di}$	V	střední hodnota napětí na zátěži
$U_{DS}$	V	napětí mezi drain a source
$U_{d(AV)}$	V	střední hodnota napětí
$U_{GS}$	V	napětí mezi gate a source
$U_{GS(BR)}$	V	průrazné napětí mezi gate a source
$U_i$	V	indukované napětí
$U_m$	V	maximální hodnota napětí
$U_{max}$	V	maximální hodnota napětí
$U_{RRM}$	V	maximální opakovatelná hodnota závěrného napětí
$U_{\bar{f}}$	V	řídící napětí
$v_{dp}$	$10^7 \cdot cm \cdot s^{-1}$	Saturační elektronová rychlost
$z$	-	poměrná doba zapnutí (zatěžovatel)
$\delta W$	eV	Šířka zakázaného pásu
$\lambda$	$W \cdot cm^{-1} \cdot K^{-1}$	Tepelná vodivost
$\mu$	$cm^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$	Pohyblivost elektronů
$\mu_p$	$cm^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$	Pohyblivost děr

## Seznam použitých zkratek

Zkratka	Anglický význam	Český význam
Cu	Cuprum	měď
D <sub>R</sub>	Parasitic diode	parazitní dioda
DC	Direct Current	stejnoseměrný proud
EMC	Electromagnetic Compatibility	elektromagnetická kompatibilita
FET	Field effect Transistor	polem řízený tranzistor
GaAs	Gallium arsenide	arsenid gallitý
GR	Guard Ring	hlídací okruh
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
JFET	Junction Field effect Transistor	tranzistor řízený elektrickým polem
JTE	Junction Termination extension	prodloužení uzlu přerušení
LTspice	Linear Technology spice	-
MJET	Multistep JTE	více krokové prodloužení uzlu přerušení
MOSFET	Metal-Oxid Semiconductor FET	polem řízený tranzistor s izolovaným hradlem
MPS	Marged PIN Schottky	spojená PIN a Schottkyho dioda
OPN	Field Space Charge	oblast prostorového náboje
PWM	Pulse-wifth Modulation	pulzně šířková modulace
QP	Quoasi-Peak values	kvazi-špičková hodnota
RESURF	Reduced Surface Field	snížení povrchové oblasti
R <sub>D</sub>	Parasitic resistance	parazitní odpor
SBD	Schottkyho Barrier Diode	Schottkyho bariérová dioda
Si	Carbid	křemík
SiC	Silicon Carbid	karbid křemíku

## OBSAH:

1. Úvod.....	9
2. Komponenty SiC.....	10
2.1 SiC obecně .....	10
2.2 Elektrické vlastnosti.....	10
2.3 Tepelné vlastnosti .....	11
2.4 SiC diody .....	11
2.4.1 PIN dioda.....	12
2.4.2 SBD dioda .....	12
2.4.3 MPS dioda .....	15
2.5 SiC Tranzistory .....	16
2.5.1 JFET tranzistory .....	17
2.5.2 MOSFET tranzistory .....	18
2.6 Aplikační doporučení MOSFET SiC .....	21
3. DC/DC měniče .....	25
3.1 Snižující měnič .....	25
3.2 Zvyšující měnič.....	27
3.3 Dvoukvadrantový měnič.....	29
3.4 Čtyřkvadrantový měnič.....	31
4. Modelování a dimenzování měniče.....	34
4.1 Výchozí koncepce pro modelování a realizaci .....	34
4.2 Numerický model SiC spínače .....	34
4.3 Numerický model .....	36
4.4 Dimenzování měniče .....	38
5. Realizace fyzikálního vzorku a jeho ověřování .....	41
6. Ověřování vlastností z pohledu EMC .....	43
7. Závěr.....	49
8. Seznam použité literatury.....	50



# 1. Úvod

Výkonové polovodičové měniče slouží ke změně parametrů elektrické energie. Rychlý vývoj spínacích součástek dal vzniknout takovým polovodičovým měničům, které umožňují změny parametrů elektrické energie, jako jsou napětí, proud, frekvence a počet fází. Takové měniče pak mají široké uplatnění, a to např. v dopravních prostředcích při řízení elektromotorů trakčních vozidel, ale i v domácnostech.

Vybraný měnič bude aplikován ve fotovoltaice. Fotovoltaické systémy patří mezi obnovitelné zdroje elektrické energie. Pojem „fotovoltaika“ je definován jako metoda přeměny slunečního záření na elektrickou energii. Solární fotovoltaický článek přeměňuje světlo na energii a tak lze článek považovat za zdroj stejnosměrného napětí závislý na intenzitě slunečního záření.

Pro spínání výkonových měničů se používají výkonové Si součástky, které nezvládají vysoké spínací frekvence. Proto se vývoj součástek v poslední době zaměřil na polovodičové materiály, které jsou schopny pracovat při větším napěťovém a proudovém zatížení s vyšší spínací frekvencí. Jedním z nejslibnějších materiálů je silikon-karbid, a to díky výjimečným tepelným a elektrickým vlastnostem, které jsou:

- extrémně nízký tepelný odpor,
- vyšší průrazné napětí,
- vyšší proudová hustota,
- nižší úbytek napětí při sepnutém stavu,
- schopnost pracovat ve vysokých teplotách (až 600°C),
- rychlejší spínací frekvence oproti Si součástkám ( minimálně 10x),
- paralelní řazení díky kladnému teplotnímu koeficientu.

Jak je patrné z těchto vlastností, jsou SiC součástky dobrým nástupcem výkonových Si součástek. V dnešní době jsou SiC součástky hojně dostupné za přijatelné ceny, protože výrobců přibývá a konkurenční boj mezi nimi tlačí ceny dolů. Bohužel realizace měničů se SiC součástkami, zejména tranzistory, se v praxi příliš nevyskytuje. Hlavní úlohu stále mají IGBT tranzistory.

Cílem této práce je nasimulovat a ověřit funkčnost zvyšujícího měniče pro určitý fotovoltaický zdroj budovaný v souvislosti s výzkumem elektromagnetického rušení realizovaného výrobku s výzkumnou činností katedry elektroniky.

## 2. Komponenty SiC

### 2.1 SiC obecně

V současnosti je známo přes 250 různých krystalických forem karbidu křemíku, které se liší svou strukturou. Díky tomu mají jednotlivé formy SiC unikátní elektrické a optické vlastnosti.

Elektrické vlastnosti nejběžnějších polytypů SiC s porovnáním se dvěma dalšími vyskytujícími se materiály ukazuje *tab. 1*. U materiálu SiC je většina parametrů lepších než u Si (s výjimkou pohyblivosti elektronů), což umožňuje značné zlepšení celkových vlastností substrátu použitého jako polovodič. Snížením pohyblivosti elektronů se zmenšuje vodivost materiálu. Ta je ale vykompenzována vodivostí dotující směsí. Proto je materiál SiC použitý jako polovodič zatím nepřekonaný.[1]

*Tabulka 1 - Porovnání základních elektrických vlastností Si, GaAs a SiC [2]*

Parametr	Si	GaAs	4H-SiC	6H-SiC	3C-SiC
Šířka zakázaného pásu [eV]	1,1	1,42	3,2	3	2,3
Průrazné elektrické pole [ $MV \cdot cm^{-1}$ ]	0,6	0,6	3	3,2	1,5
Relativní dielektrická konstanta	11,9	13,1	9,7	9,7	9,7
Tepelná vodivost [ $W \cdot cm^{-1} \cdot K^{-1}$ ]	1,5	0,5	3-5	3-5	3-5
Pohyblivost elektronů [ $cm^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$ ]	1200	6500	800	400	780
Pohyblivost děr [ $cm^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$ ]	420	320	115	90	40
Saturační elektronová rychlost [ $10^7 \cdot cm \cdot s^{-1}$ ]	1	1,2	2	2	2,5
Přidané typy donorů	P,As	Si	N,P	N,P	N
Přidané typy akceptorů	B	Be,Mg,C	Al,B	Al,B	Al

### 2.2 Elektrické vlastnosti

Díky velké mezeře zakázaného pásu (od 2,39eV až do 3,33eV) mohou SiC součástky pracovat ve vysokých teplotách. Nejvíce používaný polytyp je 4H-SiC, který má zakázané pásmo 3,265eV. Díky tak širokému pásmu mohou SiC součástky pracovat ve velmi vysokých teplotách. Experimentálně byla ověřena teplota přesahující 600°C, ale teoreticky se uvažuje o teplotách nad 800°C. To je výhodné jak z důvodů tepelné přetížitelnosti, tak z důvodu, že vyšší pracovní teplota umožňuje zvýšit efektivitu chlazení. V současné době je bohužel aplikování SiC součástek v tak vysokých teplotách omezeno polymerovými pouzdry, která tak vysoké teploty nezvládnou.

Mnohem vyšší závěrné napětí u SiC součástek než u Si je zapříčiněno velkou intenzitou elektrického pole, která je 10x větší než u Si, což se v konečném důsledku projevuje pozitivně také na vodivostní ztrátě. Součástka SiC je totiž 10x menší a 10x více dotovaná než Si. Velikost průrazného napětí je závislá na dotaci a tloušťce vrstvy. Saturační driftová rychlost je cca  $2 \cdot 10^7 \text{ cm/s}$  což je 2x více než u Si a tedy součástky na bázi SiC jsou vhodnější pro výkonové vf aplikace.

Výkonové měniče pracující se součástkami SiC zvládají vyšší spínací kmitočty s vyšší účinností (menší spínací ztráty). Vysoké spínací kmitočty u měničů jsou žádoucí z důvodu použití menších kapacit, indukčností a transformátorů, které se ve finále projeví menší hmotností a velikostí měniče. To je zapříčiněno tím, že s vyšší frekvencí klesá potřebná kapacita kondenzátorů, tak hodnota indukčností cívek a transformátorů.[3,4]

## 2.3 Tepelné vlastnosti

Důležitým parametrem pro výkonové a vf aplikace na bázi SiC je tepelná vodivost a roztažnost. Při zvýšení teploty dochází ke změnám fyzikálních vlastností látky a tedy i k negativnímu chování zařízení. SiC součástky mají větší tepelnou vodivost než např. Cu a cca 3x větší než Si. Tato vlastnost je výhodná, protože vzrůstající teplota negativně ovlivňuje fyzikální vlastnosti látek, např. pohyblivost nosičů, která se se vzrůstající teplotou snižuje a také umožňuje účinnější odvod tepla ze součástky. Důležité je si také uvědomit, že vyzařování tepla se značně zvyšuje s rostoucím teplotním rozdílem mezi součástkou a okolím. A tedy čím větší je pracovní teplota součástky, tím je účinnější její chlazení. Schopnost součástky pracovat ve vysokých teplotách dovoluje mnohem účinnější chlazení a tedy menší chladicí systém nebo jeho úplnou eliminaci. [1,3]

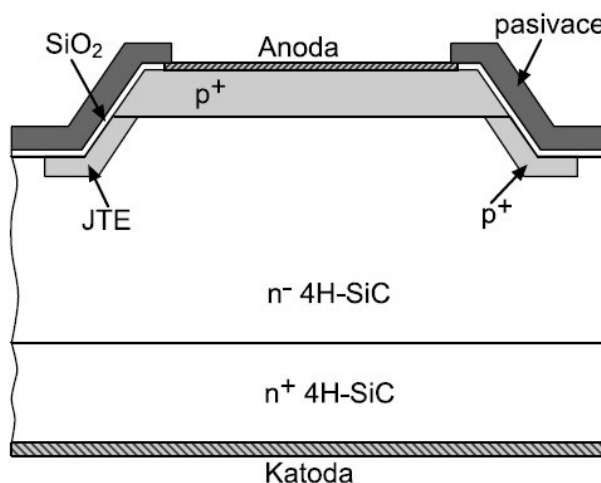
## 2.4 SiC diody

V současné době jsou v komerční elektronice dostupné tři druhy diod a to: PIN, SBD a MPS diody.

### 2.4.1 PIN dioda

Většina typických PIN diod pro komerční účely je dodávána firmou ROHM. Základní struktura PIN diod se vyskytuje u jiných SiC diod (MPS). Pro experimentální účely se vytvořily PIN diody s blokovacím napětím kolem 10kV.

Výkonové PIN diody mají velké blokovací napětí, které je způsobeno velkou tloušťkou a malou dotací vrstvy  $n^-$ . V propustném směru mají PIN diody ve srovnání s SBD (Schottkyho barrier diode) na stejné závěrné napětí menší propustný úbytek. Úbytek je dán tím, že dioda je bipolární součástka a díky tomu je pásmo  $n^-$  zaplaveno elektrony i děrami. Tím vrstvě  $n^-$  narůstá vodivost. Nevýhodou jsou naopak špatné dynamické vlastnosti, jako je např. závěrná doba zotavení. Proti proražení diody je po okrajích přidána oblast značená JTE (junction termination extension), která zajišťuje pozdější proražení způsobené velkou intenzitou elektrického pole. Bez této oblasti by nastal průraz dříve.[4]

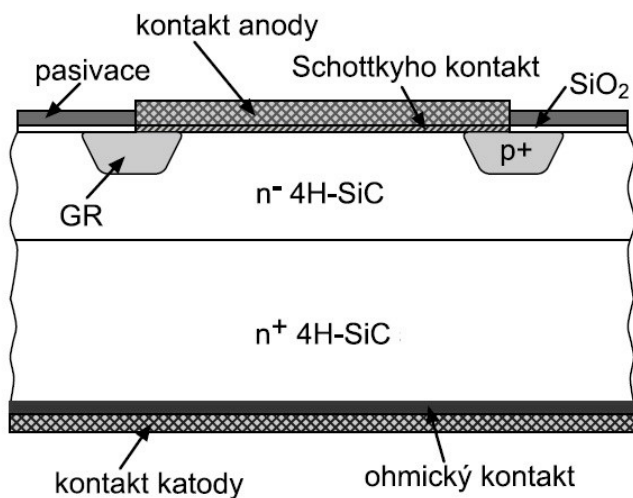


Obrázek 1 - Struktura PIN diody [5]

### 2.4.2 SBD dioda

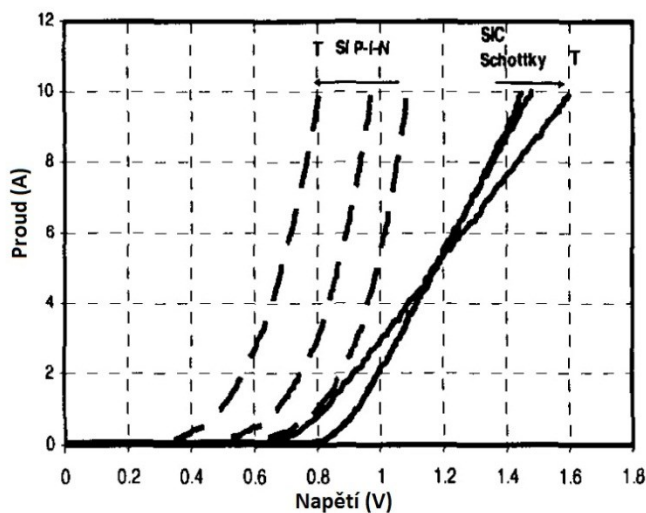
SBD (Schottkyho barrier diode) jsou dnes běžně komerčně dostupné diody na bázi SiC. Má lepší dynamické vlastnosti než PIN dioda, protože to je unipolární součástka. SBD dioda s vlastnostmi SiC má mnohem vyšší závěrné napětí než obyčejné křemíkové SBD. Při srovnání s PIN diodou má nižší prahové napětí, ale na stejné závěrné napětí má

SDB dioda větší propustný úbytek, protože vodivost  $n^-$  vrstvy bude nižší. Oblast GR (guard ring) potlačuje proražení diody stejně jako JTE u PIN diody.[6]

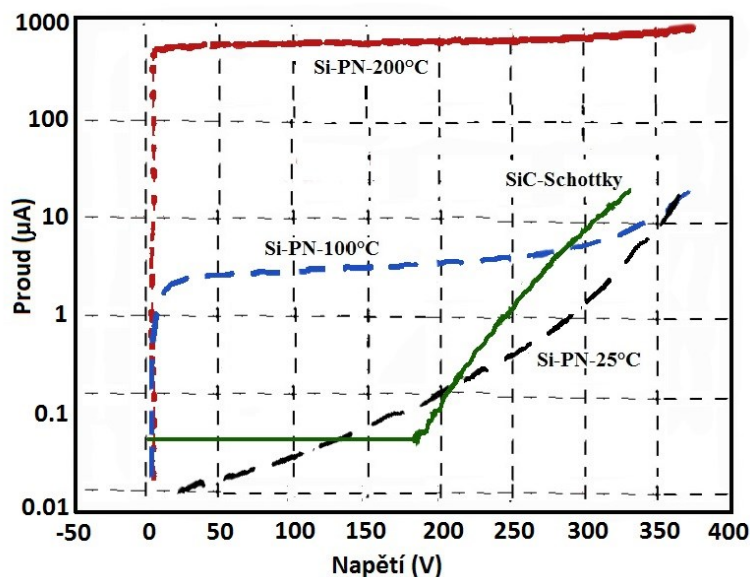


Obrázek 2 - Struktura SBD diody [7]

Při porovnání statické propustné charakteristiky SBD diody a Si diody (Obrázek 3) je důležitý teplotní koeficient, který je pod 5A záporný a nad 5A kladný. SiC diody mají lepší teplotní stabilitu a v omezeném rozsahu i kladný teplotní součinitel odporu umožňující bezproblémové paralelní řazení SiC diod. U závěrné charakteristiky (Obrázek 4) mají SiC diody neměnný proud na teplotě, tedy i menší závěrný proud.[8]

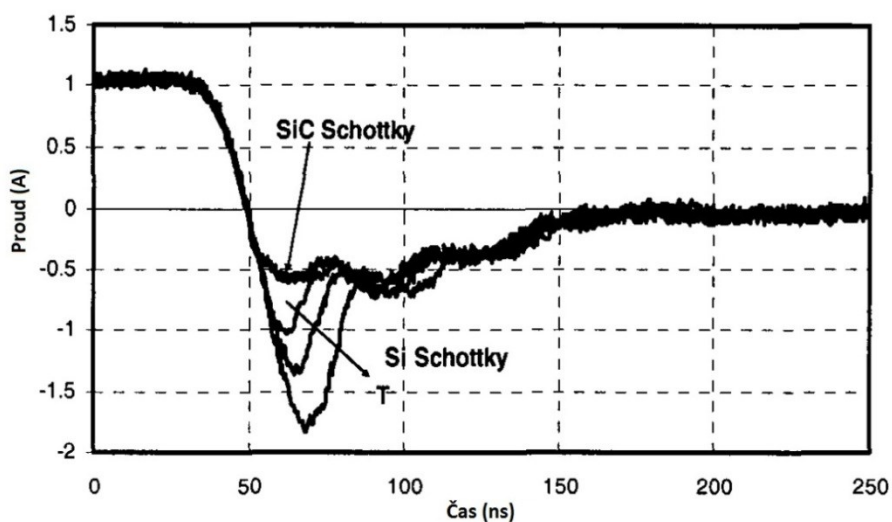


Obrázek 3 - Porovnání propustných charakteristik SiC a Si [8]



Obrázek 4 - Porovnání závěrných charakteristik SiC a Si [8]

Další důležité porovnání je porovnání dynamických charakteristik. Největší význam z přechodových dějů má vypnutí - komutace diody. Ihned po přechodu proudu z propustného do závěrného směru zůstává u diody v závěrném směru stejná vodivost, jakou měla ve směru propustném. Za krátkou dobu se však vodivost v závěrném směru snižuje a prudce klesá na normální hodnotu závěrného proudu. Dioda je již schopna udržet závěrné napětí, zotavil se její závěrný odpor. Pro porovnání jsou na Obrázku 5 znázorněny zotavovací doby SiC a Si Schottkyho diod.[3,9]

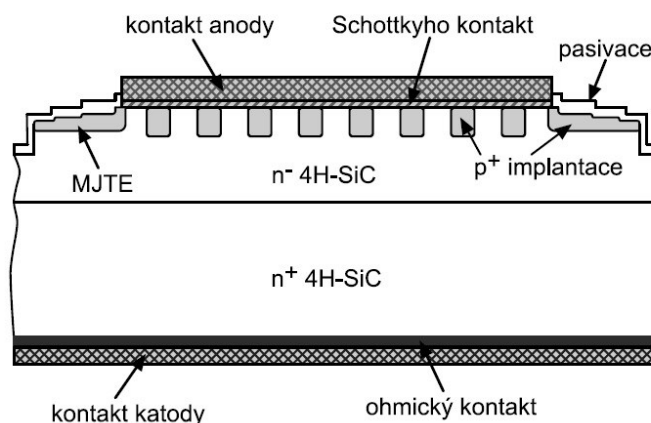


Obrázek 5 - Zotavovací doby SiC a Si Schottkyho diod [8]

Zapínání diody není nutno věnovat větší pozornost až na případy kdy dochází k tzv. proudovému buzení diody. Při porovnání zapínání SiC a Si Schottkyho diod mají Si diody značné nevýhody. Při zapínání, ale i při vypínání má velké ztráty a průběhy proudu, napětí mají daleko horší charakteristiky.[9]

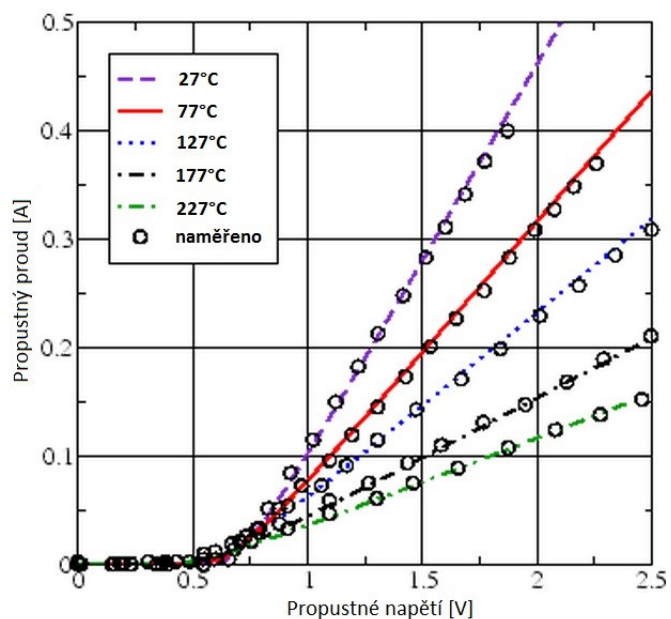
### 2.4.3 MPS dioda

MPS (Merged PIN Schottky) dioda je spojení PIN diody a Schottkyho diody (SBD). Díky principu Schottkyho diody má dobré propustné a dynamické vlastnosti (přechod: kov,  $n^-$ ). Dále má velký závěrný proud při vysokém závěrném napětí a teplotě. Jako PIN dioda má dobré závěrné vlastnosti, ale větší propustný úbytek (přechod:  $p^+$ ,  $n^-$ ). Negativní vlastnosti obou diod jsou potlačeny vzájemnou kombinací.

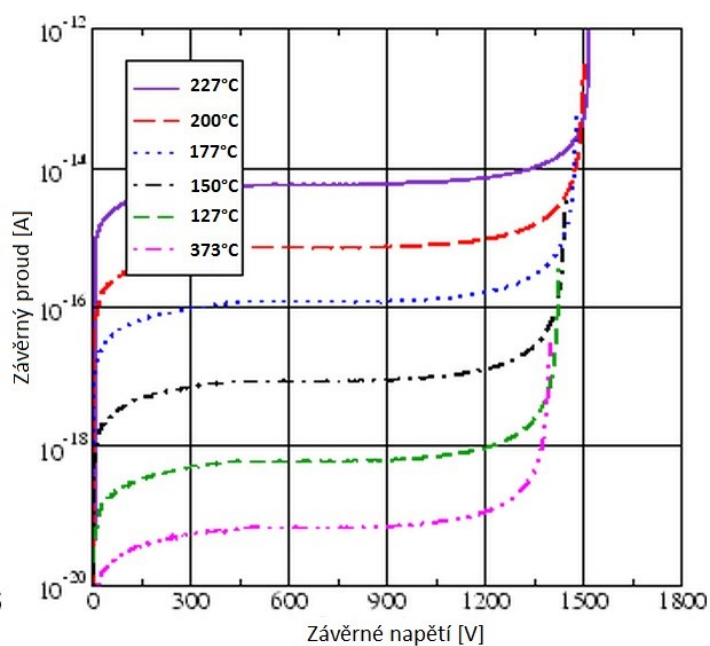


Obrázek 6 - Struktura MPS diody [10]

Vložené  $p^+$  oblasti slouží ve struktuře SBD jako „paralelně připojená“ PIN dioda. Tyto oblasti jsou od sebe poměrně málo vzdáleny a slouží jako odstínění Schottkyho kontaktů od vysoké intenzity elektrického pole při závěrné polarizaci. To má za následek zvýšení průrazného napětí a snížení závěrného proudu diody. V propustné oblasti je prahové napětí SBD menší než prahové napětí vložené PIN diody, proto se v počátku propustné charakteristiky PIN dioda neuplatňuje. Diody MPS se vyznačují velkou rychlostí spínání, kladnou teplotní závislostí propustného úbytku, zanedbatelnou dobou závěrného zotavení a zanedbatelnou dobou propustného zotavení. Na okrajích struktury diody jsou oblasti vyznačené MJTE (Multistep junction termination extension), které potlačují prorážení diody na jejich okrajích díky velké intenzitě elektrického pole (stejně jako JTE u PIN diod nebo GR u SBD diod).[11]



Obrázek 7 - Propustný směr MPS diody [11]



Obrázek 8 - Závěrný směr MPS diody [11]

## 2.5 SiC Tranzistory

Polem řízené tranzistory (Field-Effect-Transistor) na bázi SiC jsou v současné době dostupné ve strukturách JFET a MOSFET. SiC JFET býval jako alternativa neexistujícího

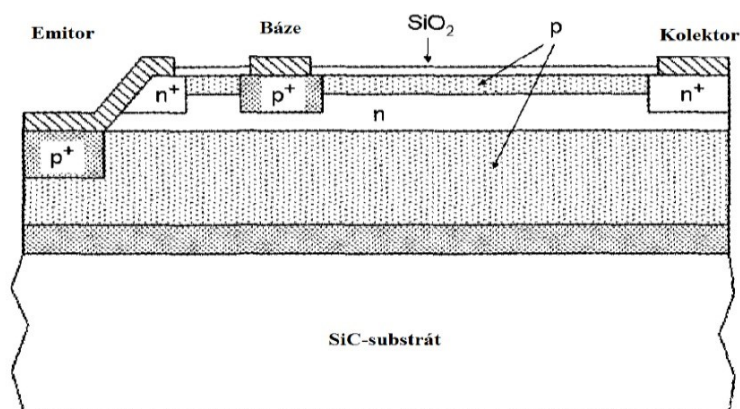


komerčního MOSFET SiC tranzistoru. Pro komerční účely byly MOSFET SiC tranzistory uvedeny na trh roku 2011 (firmami Cree a ROHM).

### 2.5.1 JFET tranzistory

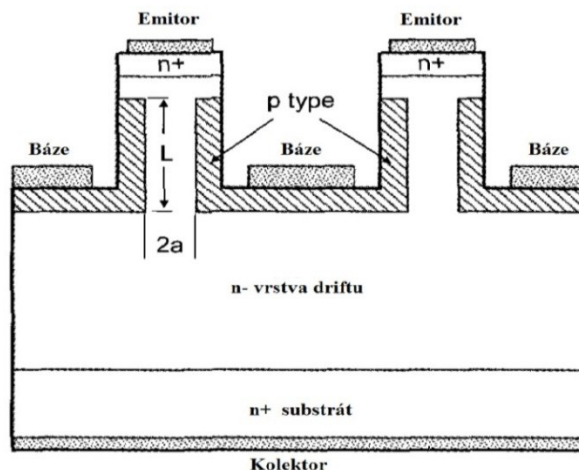
Základním rysem JFET tranzistoru je, že izolaci hradla zajišťuje závěrně pólovaný přechod p-n. Také tranzistory JFET jsou řízené elektrickým polem, které je vyvoláno napětím na hradle (gate). Při porovnání s Si JFET tranzistory mají SiC podstatně větší blokovací napětí cca 1500V a velmi rychlé vypínací a zapínací časy. Komerčně dostupné jsou dva druhy JFET tranzistorů a to horizontální a vertikální JFET tranzistory.

Horizontální JFET tranzistory jsou ve výkonové elektronice používány méně. Slouží spíše k testování nových technologií SiC součástek. V nedávné době došlo k pokroku díky využití nové techniky zakončení součástky RESURF (REduced-SURface-Field).[12]



Obrázek 9 - Horizontální RESURF JFET tranzistor [12]

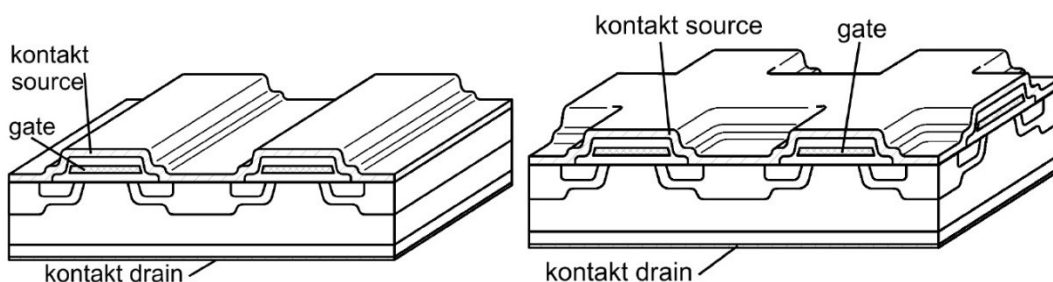
Vertikální JFET díky úzkému kanálu a faktu, že přechod  $p^+ - n^-$  se díky oblasti prostorového náboje (OPN) rozšíří do oblasti  $n^-$  a kanál zaškrtní. Po přivedení kladného napětí se OPN zmenší a tranzistor se otevře. Nevýhodou vertikálních JFET tranzistorů jsou poměrně velké řídicí proudy.



Obrázek 10 - Vertikální JFET tranzistor [13]

## 2.5.2 MOSFET tranzistory

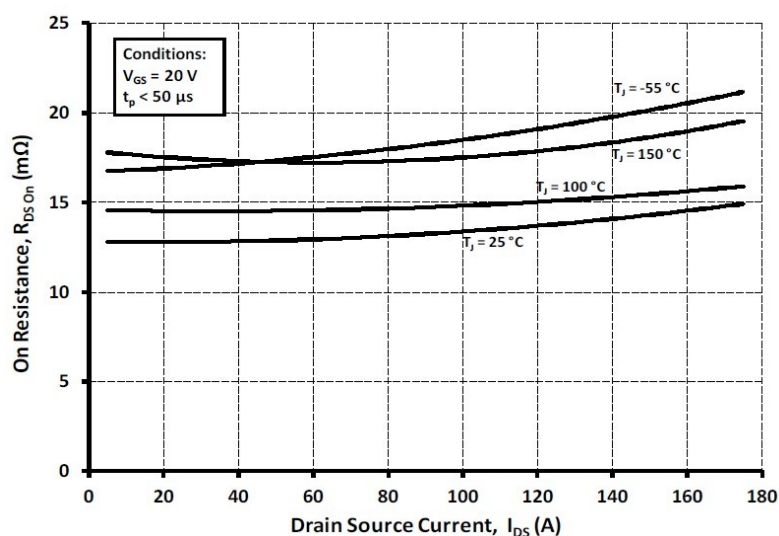
Charakteristickým rysem MOSFET tranzistorů je, že mají řídicí elektrodu G izolovanou velice tenkou vrstvou oxidu kovu. U Si tranzistorů je nejvíce rozšířen oxid křemičitý  $\text{Si}_2\text{O}_3$ . MOSFET tranzistor (Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Tranzistor) je polem řízený tranzistor se dvěma hlavními elektrodami a jednou izolovanou řídicí elektrodou. Existují dva základní typy MOSFET tranzistorů (s vodivým nebo indukovaným kanálem). Větší význam má typ s indukovaným kanálem, protože při odpojení řídicího napětí je kanál nevodivý a součástka je vypnutá. Tak jako u JFET tranzistorů, jsou i u MOSFET dvě struktury uspořádání, a to horizontální a vertikální.[14]



Obrázek 11 - Struktury horizontální a vertikální MOSFET tranzistoru[14]

Používá se jako součást integrovaných obvodů pro malou výkonovou hustotu. Pro vertikální strukturu je elektroda D umístěna na opačné straně než elektrody S a G. Má dobré elektrické a tepelné vlastnosti. Používá se u diskretních součástek.[14]

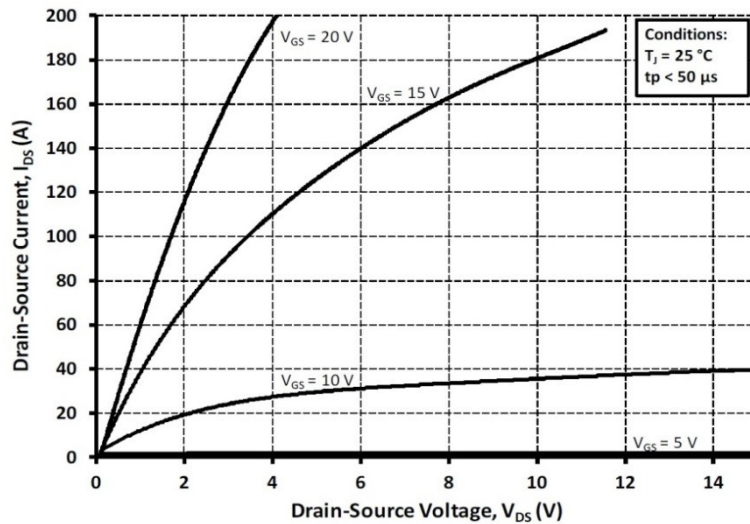
MOSFET tranzistory potřebují pro vznik vodivého kanálu větší napětí  $U_{GS}$  než obyčejné křemíkové tranzistory. Obecně je doporučováno napětí větší než 10V, ale pro ideální funkčnost zařízení se doporučuje alespoň 20V. Napětím  $U_{GS}$  se tranzistor dostane do sepnutého stavu. Pro vypnutí SiC MOSFET tranzistoru musíme přivést napětí záporné, obecně alespoň -2V lépe -5V. Důležitým parametrem, který hodnotí kvalitu součástky, je velikost odporu v sepnutém stavu  $R_{DS(on)}$ . Tento odpor u křemíkových tranzistorů při napětí 1000V dosahuje až jednotek ohmů, proto není možné použití křemíkových MOSFETů u aplikací, které pro svou funkci potřebují řádově desítky ampér. Použití karbidu křemíku tento problém vyřešilo, protože zvládá vyšší napětí i větší proudy. Dále zapínání i vypínání je rychlé při malých ztrátách, protože není zpožděno rekombinací elektronů a děr jako u bipolárního tranzistoru. SiC MOSFET jsou velmi odolné proti zničení při překročení  $U_{GS(BR)}$ . [14,15]



Obrázek 12 - Závislost odporu v sepnutém stavu na teplotě[15]

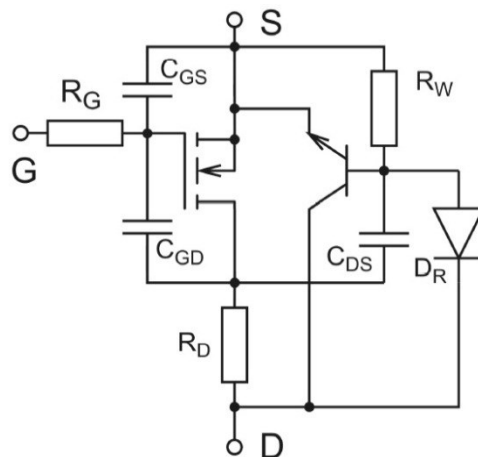
Jak je vidět na Obrázku 12, SiC MOSFET mají dobrou odolnost proti zničení. S rostoucím proudem drainu a přivedením spínacího napětí pro sepnutí roste  $R_{DS(on)}$ . Oproti klasickému Si MOSFET tranzistoru je tento odpor podstatně nižší.

Výstupní charakteristiky mají daleko méně strmý nárůst proudu než je tomu u křemíkových tranzistorů (viz. Obrázek 13).



Obrázek 13 - Výstupní charakteristika SiC MOSFET pro 25°C [15]

Na chování MOSFET SiC tranzistoru mají také velký vliv parazitní prvky v samotné struktuře tranzistoru. V náhradním schématu (Obrázek 14.) jsou zobrazeny právě tyto parazitní prvky. Kapacity  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$ ,  $C_{DS}$  zpomalují zapínání a vypínání tranzistoru. Rezistory působí jako tepelné ztráty v ustáleném sepnutém stavu. Při velké hustotě proudu může sepnout parazitní bipolární tranzistor a pak následně dojde k lokálnímu snížení propustného napětí v místě sepnutí a dochází ke zničení struktury. Při vyšších hodnotách napětí  $U_{DS}$  parazitní tranzistor JFET zužuje propustný kanál. Parazitní dioda  $D_R$  zvyšuje zapínací ztráty při vysokých frekvencích díky svému závěrnému zotavovacímu náboji. Proto se také tato dioda nepoužívá jako zpětná (zpětná dioda bývá většinou integrovaná v pouzdře tranzistoru).[14]



Obrázek 14 - Náhradní schéma tranzistoru s parazitními prvky[14]

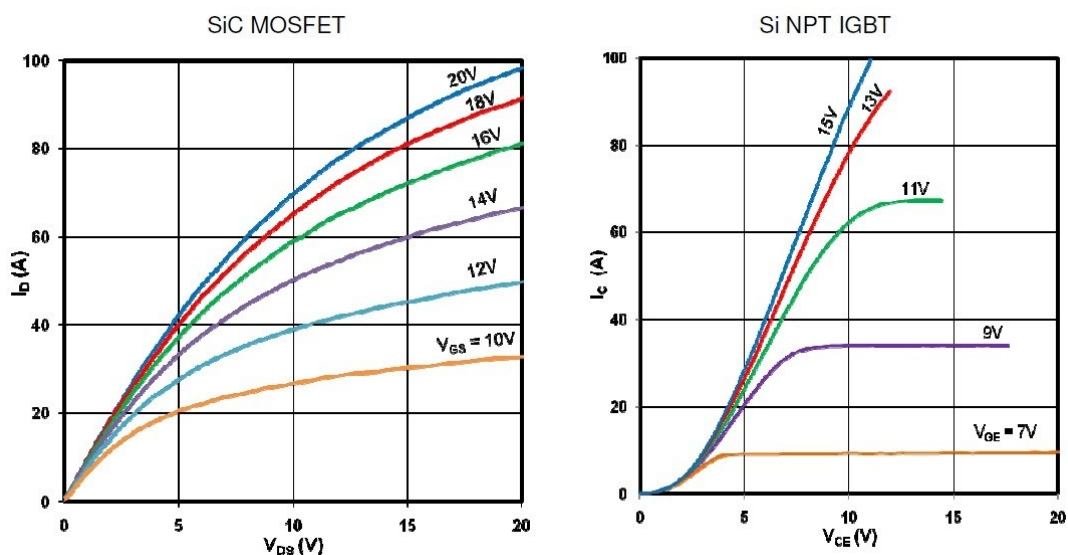
## 2.6 Aplikační doporučení MOSFET SiC

Tato kapitola se věnuje aplikačnímu doporučení MOSFET tranzistorů, zejména modulu CMF20120D (SiC MOSFET) od společnosti Cree. Výrobek bude porovnáván s jinými SiC součástkami spolu s jejich aplikačními vlastnostmi. Součástky k porovnání jsou následující:

- 900V; 0,12 $\Omega$  Si super junction MOSFET (SJ MOSFET)
- 1,2kV; 20A Si IGBT (TFS)
- 1,2kV; 20A Si IGBT (NPT)
- 1,2kV; 0,30 $\Omega$  Si MOSFET (Si MOS8)

Součástky vybrané k porovnání jsou komerčně dostupné Si IGBT a MOSFET tranzistory s napětím a proudem podobným SiC MOSFET tranzistoru. Tranzistor TFS IGBT reprezentuje napětěovou nízko zapínatelnou součástku a NPT IGBT reprezentuje nízkonapětěovou vypínatelnou součástku. Si MOS8 je zástupce komerčně dostupného 1,2kV Si MOSFETu. Na závěr byl do srovnání zahrnut i 900V SJ MOSFET, i když to není 1,2kV součástka.

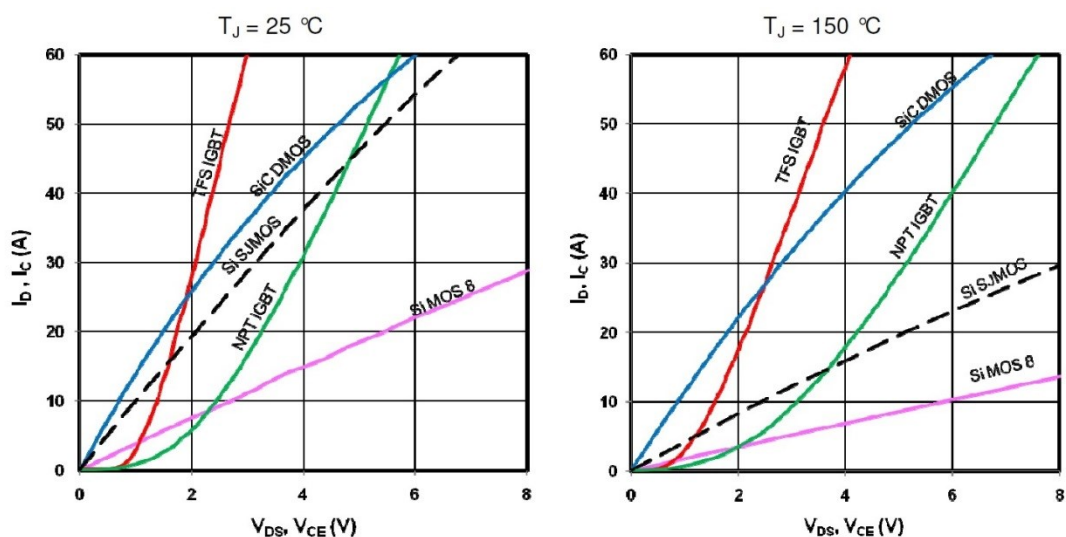
Při porovnání výstupních charakteristik (SiC MOSFET a Si TFS IGBT) je patrné, že přechod mezi odporovou oblastí a oblastí saturace u SiC MOSFET není tak zřetelný jako u TFS Si IGBT tranzistoru. To je způsobeno mírnou transkonduktancí (přenosová vodivost) zařízení. Menší množství transkonduktance způsobí, že přechod z odporové oblasti do oblasti nasycení se rozprostře do většího rozsahu výstupního proudu. Z toho vyplývá, že tranzistor SiC MOSFET se chová jako odpor řízený napětím a ne jako zdroj proudu řízený napětím.[16]



Obrázek 15 - Srovnání výstupních charakteristik SiC MOSFET a Si NPT IGBT tranzistorů [16]

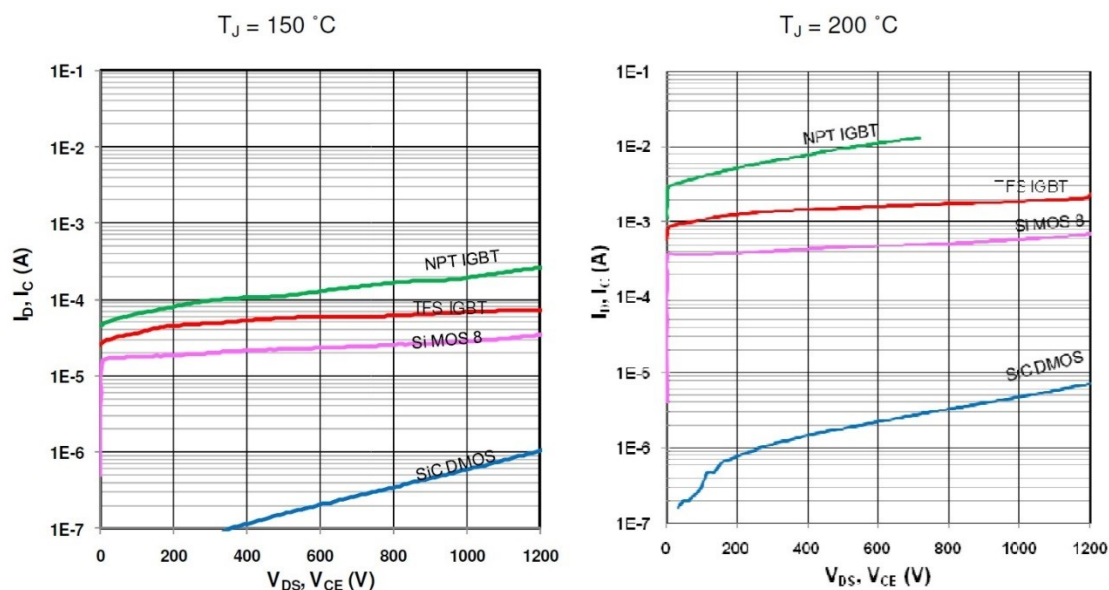
Jak již bylo zmíněno v předešlé kapitole, ideální napětí  $U_{GS}$  pro sepnutí SiC MOSFET tranzistoru je 20V a pro vypnutí -2V až -5V. Zvýšenou pozornost vyžaduje hradlo, aby vypínací napětí nepřesáhlo hodnotu -5V. Strmost růstu napětí na hradle bude větší než růst výstupního proudu díky menší transkonduktanci. Proto se pro maximální ovladatelnost musí přivádět na hradlo rychlé časové pulzy.

V-A charakteristiky SiC MOSFET společně se všemi porovnávanými součástkami jsou patrné na Obrázku 15. Důraz je kladen na fakt, že u křemíkových MOSFETů má koeficient  $R_{DS(on)}$  při vysokých teplotách značný účinek na ztráty vodivosti. Při teplotě 25°C mají SiC MOSFET a Si SJMOSFET  $R_{DS(on)}$  takřka stejný. Naopak při teplotě 150°C se  $R_{DS(on)}$  u SiC MOSFET zvedne o 20%, zatím co u Si SJMOSFET a Si MOS8 se zvedne o 250%. To má značný efekt na uložení součástky v obvodu a také na to, že můžeme použít menší zařízení, které bude pracovat ve vyšších provozních teplotách.[16]



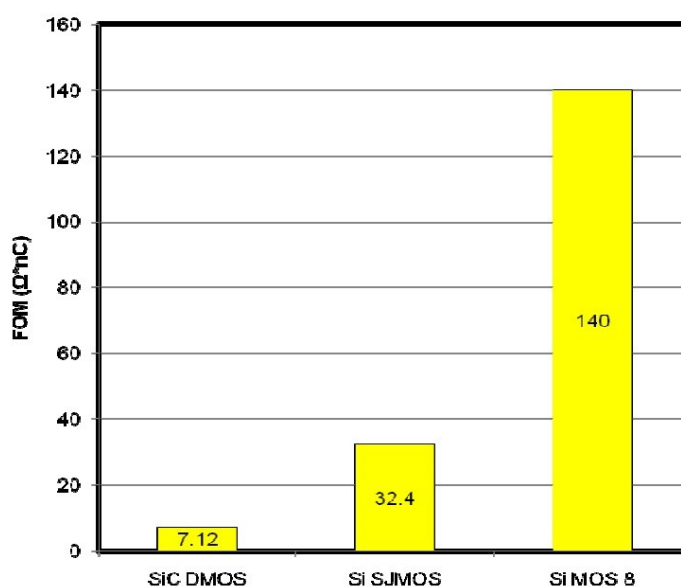
Obrázek 16 - Srovnání V-A charakteristik ( $U_{GS}=20V$ ,  $U_{GE}=15V$ ) [16]

Také díky velké mezeře zakázaného pásu mohou SiC MOSFET pracovat ve vysokých teplotách. Díky tomu mají menší zbytkový proud při zvyšujících se teplotách. Tato závislost je na Obrázku 16, který ukazuje, že SiC MOSFET má 20x nižší zbytkový proud při teplotě 150°C. Při teplotě 200°C se u Si součástek ztráty proudu dramaticky zvýší až do bodu, kdy tyto součástky selžou. SiC MOSFET má ale stále akceptovatelné ztráty proudu a jsou asi 100x nižší než u Si zařízení. Srovnání mezi SiC MOSFET ostatních Si MOSFET je na Obrázku 17. [16]



Obrázek 17 – Porovnání velikosti zbytkového proudu při vysokých teplotách [16]

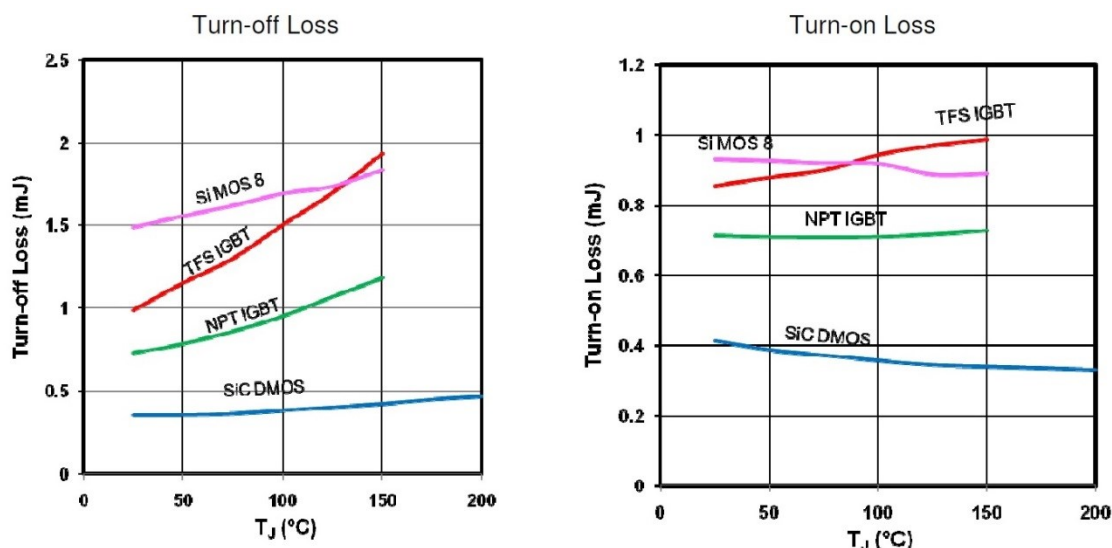
Všeobecně známé porovnání funkčnosti MOSFET tranzistorů, je srovnání  $R_{DS(on)}$  a celkového náboje na hradle. Ve většině případů je právě toto porovnání znamením, jak je součástka kvalitní. Na Obrázku 18 je pro porovnání znázorněn součinitel FQM, který je definován jako součin celkového náboje na hradle s odporem v sepnutém stavu. Obrázek 18 je vybrán přímo z datového listu aplikačního doporučení tranzistoru CMF20120D, kde náboj na hradle je  $Q_g=90,8\text{nC}$  a hodnota  $R_{DS(on)}=0,08\Omega$ .



Obrázek 18 - Porovnání  $Q_g \cdot R_{DS(on)}$  [16]



Dalším důležitým parametrem pro srovnání je velikost tzv. přepínacích ztrát v závislosti na teplotě. I v tomto porovnání má výrazně nižší ztráty SiC MOSFET oproti Si IGBT. Významný vliv na tento rozdíl má pomalé snížení proudu při vypínání tzv. proudový chvost, který je vlastní IGBT tranzistorům. Tento rozdíl ztrát se s rostoucí teplotou zvětšuje.



Obrázek 19 - Přepínací ztráty v závislosti na teplotě ( $U_{DD}=U_{CC}=800V$ ,  $I_D=I_C=20A$ ,  $R_G=\Omega$ ) [16]

Pro dosažení rychlých přepínacích časů musí být obvod řízení hradla umístěn co nejbližší k hradlu z důvodu minimalizace parazitních parametrů vedení budícího signálu. Důraz se klade také na minimalizaci nebo, je-li to možné, na eliminaci rezonancí v řídicím obvodu hradla.

SiC MOSFET mají jasné systémové výhody oproti Si spínacím součástkám. Pro plné využití výhod je nutné důkladně se seznámit a pochopit jejich unikátní vlastnosti a charakteristiky SiC spínačů. Obvod řízení hradla musí být schopen dodávat +20V a -2V – (-5)V s minimální výstupní impedancí a vysokým proudem. Ztráty mezi řídicím obvodem hradla a samotným hradlem musí být minimalizovány na co nejmenší vzdálenosti tak, aby pulzy přiváděné na hradlo měly dobrou strmou a přesnou na nástupné i sestupné hraně.[16]



### 3. DC/DC měniče

Práce se zabývá návrhem DC/DC měniče pro fotovoltaiku. Tyto měniče se obecně používají pro změnu velikosti střední hodnoty stejnosměrného napětí, kde se hodnota výstupního napětí mění v závislosti na době spínání součástek v rámci spínací periody. Proto se vžil také termín pulzní měnič. Tento princip tzv. „pulzního spínání“ využívá nepřeberné množství měničů od tzv. spínaných zdrojů až po trakci.

Díky použití velice rychlých polovodičových spínačů se zvýšila dynamika a účinnost zařízení. Polovodičový spínač může být realizovatelný vypínatelným tranzistorem nebo tyristorem, pro vysokofrekvenční aplikace se využívají nejčastěji unipolární tranzistory.[17]

Stejnoseměrné měniče rozdělujeme podle funkce na:

- snižující,
- zvyšující,
- snižující i zvyšující,
- pulzní řízení odporu.

Tomu odpovídá členění podle kvadrantů

- jednokvadrantové,
- dvoukvadrantové a
- čtyřkvadrantové.

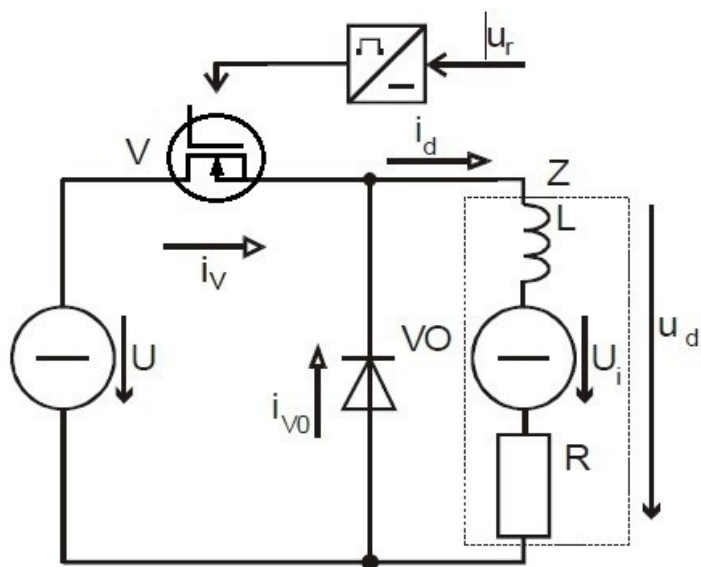
Jejich popis je proveden dále.

#### 3.1 Snižující měnič

Snižující pulzní měnič slouží k řízení výstupního napětí  $U_d$  na hodnotu menší než napětí zdroje  $U$ . Schéma měniče včetně zdroje a zátěže je na Obrázku 20. Pro správnou funkci musí být hodnota napájecího napětí větší než hodnota protinapětí  $U_i$  ( $U_i < U$ ).

Při sepnutí spínače je na zátěži napětí zdroje a proud  $i_d$  tekoucí přes zátěž exponenciálně roste. Energie proudí ze zdroje do zátěže, kde se část energie ztrácí na odporu, další část se akumuluje v indukčnosti a další část energie přijímá zdroj protinapětí. Pro proud  $i_d$  pak platí

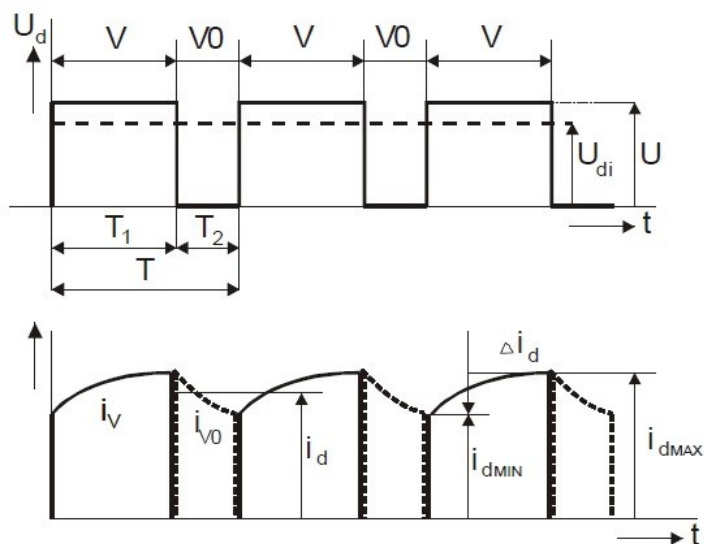
$$\text{vztah: } i_d = \frac{U - U_i}{R} \quad (1)$$



Obrázek 20 – Snižující měnič [19]

Při vypnutí spínače se proud  $i_d$  zavře přes nulovou diodu. Na zátěži je nulové napětí a díky energii nahromaděné v indukčnosti proud zátěži klesá. Pokud proud  $i_d$  v době  $T$  neklesne k nule, je hodnocen jako nepřerušovaný a střední hodnota napětí na zátěži je:

$$U_{di} = \frac{T_1}{T} \cdot U = z \cdot U \quad (2)$$

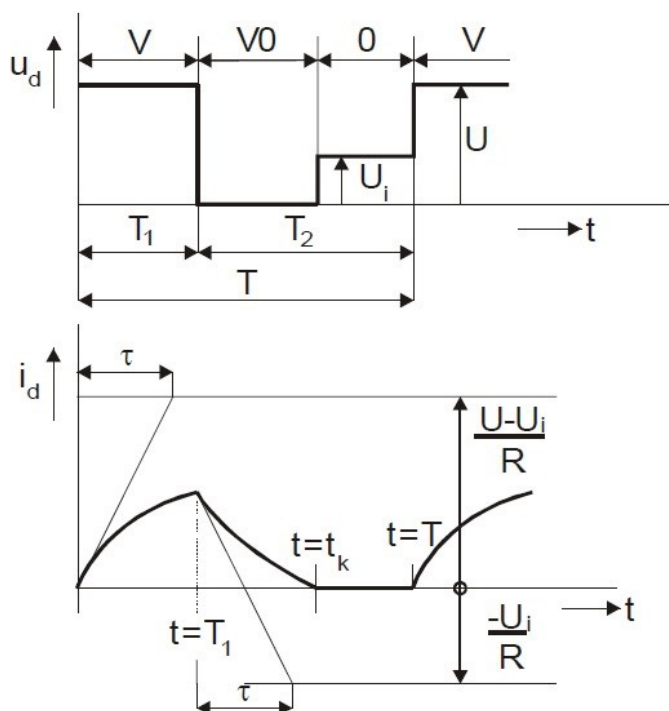


Obrázek 21 – Průběhy nepřerušovaného proudu a napětí na zátěži [19]

Kde  $z$  je poměrná doba zapnutí, která je dána poměrem doby sepnutého spínače a doby periody. Vstupním signálem  $u_r$  do bloku řízení se řídí  $z$ . Teoreticky je možné řídit v rozmezí  $0 \leq z \leq 1$ . [18]

Jestliže proud v intervalu vypnutého spínače klesne na nulu, nazýváme jej proudem přerušovaným. V čase, kdy proud klesne na nulu, se na zátěži objeví hodnota protinapětí. Tato hodnota protinapětí je na zátěži až do doby dalšího sepnutí spínače. Při přerušovaném proudu pro střední hodnotu napětí na zátěži platí:

$$U_d = \frac{1}{T} [U \cdot T_1 + U_i(T - t_k)] \quad (3)$$



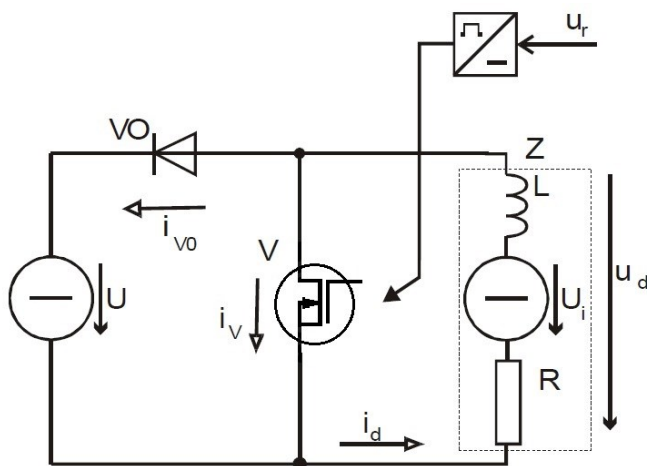
Obrázek 22 – Průběhy přerušovaného proudu a napětí na zátěži [19]

### 3.2 Zvyšující měnič

Zvyšující pulzní měnič slouží k řízení výstupního napětí  $U_d$  na hodnotu větší než napětí zdroje  $U$ . Schéma měniče včetně zdroje a zátěže je na Obrázku 23. Při stavu  $U_i < U$  umožňuje měnič rekuperaci energie ze zátěže do zdroje  $U$ . Proto se také často označuje jako rekuperační měnič.

Při sepnutém spínači zabránuje dioda V0 zkratu u zdroje U, takže napětí na zátěži je nulové  $u_d=0$ . Proud zátěži exponenciálně roste a uzavírá se přes sepnutý spínač. Pro takový proud zátěže platí vztah:

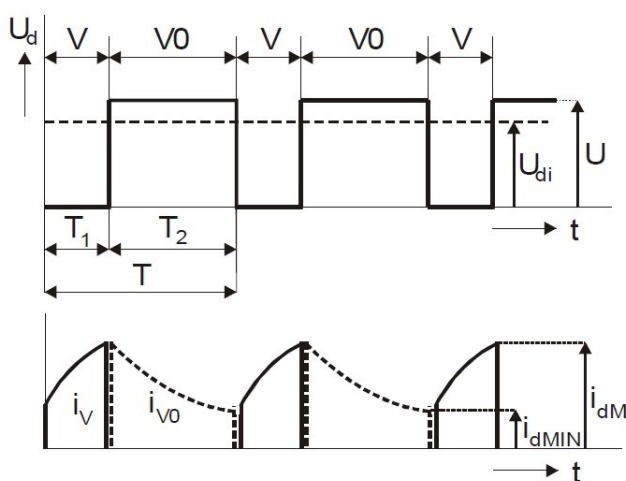
$$i_d = i_V = \frac{U_i}{R} \quad (4)$$



Obrázek 23 – Zvyšující měnič [19]

Po vypnutí spínače začne proud exponenciálně klesat přes indukčnost L a pokračuje přes oddělovací diodu V0 do zdroje U k hodnotě  $i_d = (U_i - U)/R < 0$  (5).

Pokud proud  $i_d$  v intervalu vypnutí nestačí klesnout k nule, je nepřerušovaný a střední hodnota napětí na zátěži pak je:  $U_{di} = \frac{T_2}{T} \cdot U = \frac{T-T_1}{T} \cdot U = (1 - z) \cdot U$  (6)



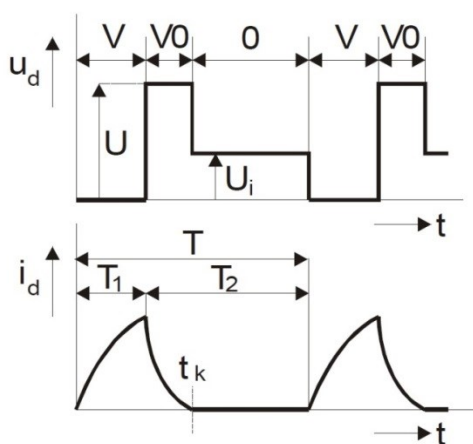
Obrázek 24 - Průběhy nepřerušovaného proudu a napětí na zátěži [19]

V ustáleném stavu musí být středná hodnota napětí na indukčnosti nulová, takže ze schématu vychází vztah:  $I_d = \frac{U_i - U_{di}}{R}$  (7)

Podmínkou provozu měniče je, že  $I_d > 0$ , kterou je možno přepsat s využitím vztahů  $U_{di}$  a  $I_d$  na tvar  $U_i > (1-z)U$ . (8)

Z toho lze usoudit, že teoretický rozsah řízení je  $0 \leq z \leq 1$  a rekuperace bude možná od hodnot  $U_i \rightarrow 0$  až do hodnot  $U_i$  neomezeně. Měnič je ale použitelný jen pro rekuperaci při  $U_i < U$ . Střední hodnota napětí na zátěži při nespojitém proudu pak je:

$$U_{di} = \frac{1}{T} \cdot [U \cdot (t_k - T_1) + U_i \cdot (T - t_k)] \quad (9)$$



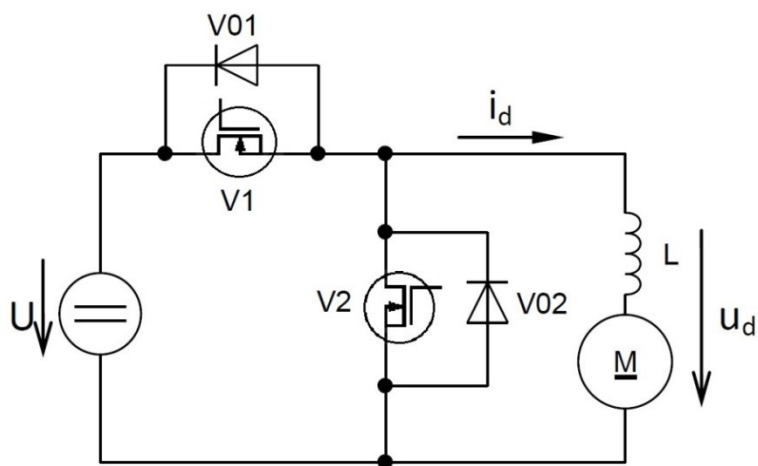
Obrázek 25 – Průběhy přerušovaného proudu a napětí na zátěži [19]

### 3.3 Dvoukvadrantový měnič

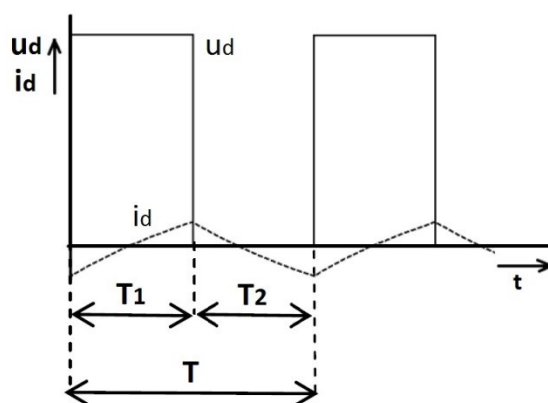
Dvoukvadrantové měniče umožňují práci měniče ve dvou kvadrantech. Provoz vícekvadrantového měniče je možný vhodnou kombinací několika spínačů. Rozlišujeme dvoukvadrantový měnič s reverzací proudu a dvoukvadrantový měnič s reverzací napětí.

Dvoukvadrantový měnič s reverzací proudu umožňuje pohyb pracovního bodu v prvním a druhém kvadrantu. Vznikl kombinací měniče pro snižování a měniče pro zvyšování napětí. Při sepnutí spínače V1 je v činnosti dioda V02 a energie ze zdroje U je dodává zátěži (motoru). Měnič pracuje v prvním kvadrantu a princip odpovídá měniči pro snižování napětí. Při práci v druhém kvadrantu je sepnut spínač V2 a oddělovací dioda V01. Energie je ze zátěže dodávána do zdroje. Takto sepnuté spínače odpovídají měniči pro zvyšování napětí.[18]

Střední hodnota výstupního napětí pak je:  $U_{di} = \frac{T_1}{T} \cdot U = z \cdot U$  (10)

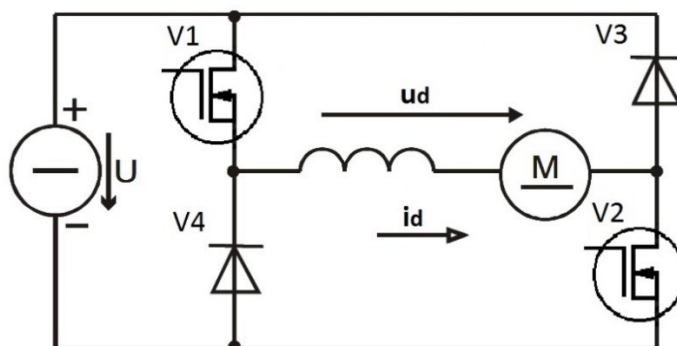


Obrázek 26 – Dvoukvadrantový měnič s reverzací proudu [19]



Obrázek 27 – Průběhy napětí a proudů dvoukvadrantového měniče s reverzací proudu [19]

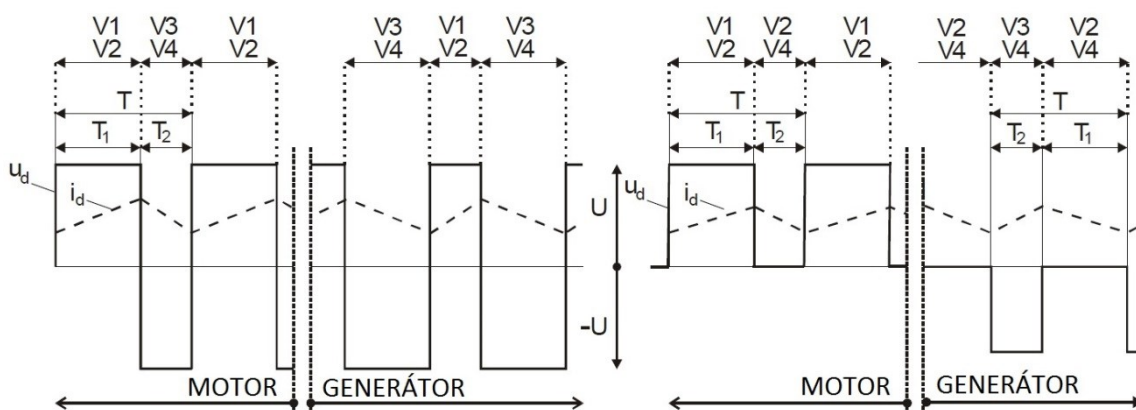
Dvoukvadrantový měnič s reverzací napětí umožňuje práci měniče v prvním a čtvrtém kvadrantu. Proud zátěží teče pouze jedním směrem a polarita napětí nabývá kladných nebo záporných středních hodnot.



Obrázek 28 – Dvoukvadrantový měnič s reverzací napětí [19]

Při sepnutí spínačů  $V1$  a  $V2$  se na zátěži objeví kladná hodnota napětí  $u_d$ . Po vypnutí spínačů je na zátěži záporné napětí a proud dozívá přes diody  $V3$  a  $V4$ . Jde o tzv. motorický chod, kdy dochází k dodávání energie ze zdroje do zátěže a jedná se o běžný měnič pro snižování napětí. Z toho vyplývá, že řízením spínačů  $V1$  a  $V2$  se dá regulovat střední hodnota napětí na zátěži:  $U_{di} = U \cdot \frac{T_1 - T_2}{T} = U \cdot (2 \cdot z - 1)$  (11)

Z výše uvedeného vztahu vyplývá, že při zatěžovateli  $z > 0,5$  se bude jednat o tzv. motorický chod, tzn., že na zátěži bude kladná střední hodnota napětí a energie se bude přesouvat ze zdroje do zátěže. Pro  $z < 0,5$  bude střední hodnota napětí na zátěži záporná a bude se jednat o tzv. generátorický chod (např. motor brzdí, jeho brzdná energie se rekuperuje). V generátorickém chodu se odebírá energie ze zátěže a měnič se chová jako měnič pro zvyšování napětí. Nevýhodou je velké zvlnění napětí a proudu na zátěži. Tato nevýhoda se dá vyřešit unipolárním řízením, kdy se nevypnou najednou spínače  $V1$  a  $V2$ , ale spínač  $V2$  zůstane sepnut až do doby, než dozívající proud protékající přes diodu  $V4$  neklesne na nulu při nulovém napětí zátěže. Naopak tomu je v generátorickém režimu, kdy proud prochází diodami  $V3$  a  $V4$ , takže je napětí záporné a proud roste.[18]

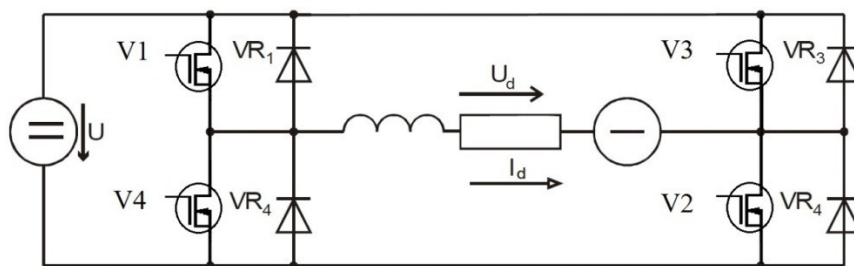


Obrázek 29 – Průběhy napětí a proudu dvoukvadrantového měniče s reverzací napětí, bipolární a unipolární řízení[19]

### 3.4 Čtyřkvadrantový měnič

Čtyřkvadrantový měnič umožňuje práci ve všech čtyřech kvadrantech, tedy proud i napětí na zátěži mohou nabývat obou polarit. Při práci v každém kvadrantu současně spíná jedna

dvojice spínačů nebo dvojice diod. Také jako u předešlého měniče je možnost řízení bipolární nebo unipolární.

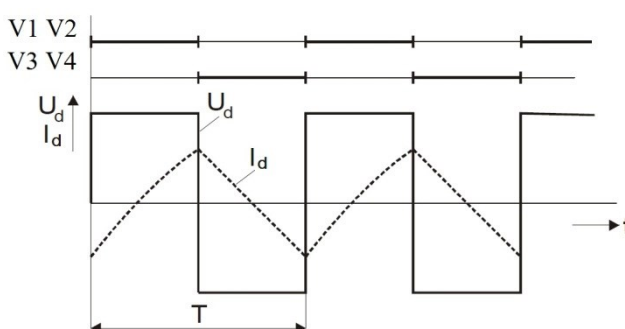


Obrázek 30 – Čtyřkvadrantový pulzní měnič [19]

Bipolární řízení má dva takty za periodu. V prvním taktu se spínají spínače  $V1, V2$  a v druhém taktu spínače  $V3, V4$  (viz. Obrázek 31). Střední hodnota napětí se nastavuje střídou spínání. Například se střídou 1:1, by se zapojení chovalo jako jednofázový napěťový střídač. Střední hodnota napětí na zátěži pak je:

$$U_{di} = U \cdot \frac{T_1 - T_2}{T} = U \cdot (2 \cdot z - 1). \quad (12)$$

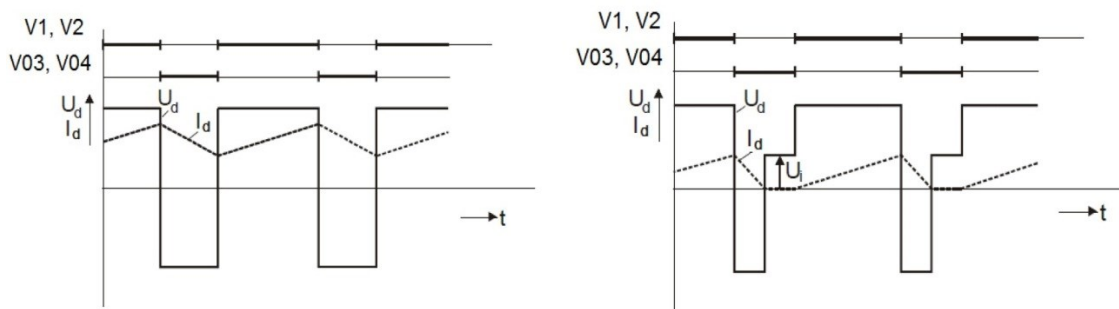
Z toho vyplývá, že na zátěži se neobjevují intervaly indukovaného napětí  $U_i$ .



Obrázek 31 – Průběhy napětí a proudu s bipolárním řízením [19]

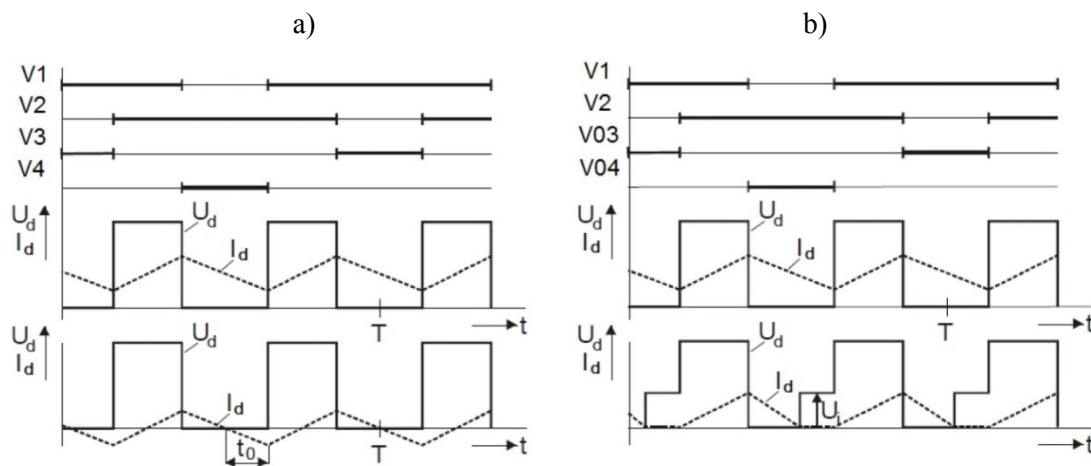
Další možností bipolárního řízení je, že se proud v jednom taktu začne uzavírat přes spínače a ve druhém taktu přes diody. Jestliže klesající proud protéká přes diody, objeví se při přerušovaném proudu na výstupu indukované napětí  $U_i$  (Obrázek 32).





Obrázek 32 – Průběhy napětí a proudu s bipolárním řízením při nepřerušovaném a přerušovaném proudu [19]

U unipolárního řízení je na výstupu pouze jedna polarita napětí. Při samostatném spínání spínačů může nabývat proud kladných i záporných hodnot a neprojeví se indukované napětí  $U_i$ . Jestliže pak proud teče diodami  $V03$ ,  $V04$  namísto spínači  $V3$  a  $V4$ , bude na výstupu indukované napětí  $U_i$  při poklesu proudu na nulovou hodnotu.



Obrázek 33 – Průběhy napětí a proudu s unipolárním řízením – a) proud tekoucí přes spínače, b) proud tekoucí i diodami [19]

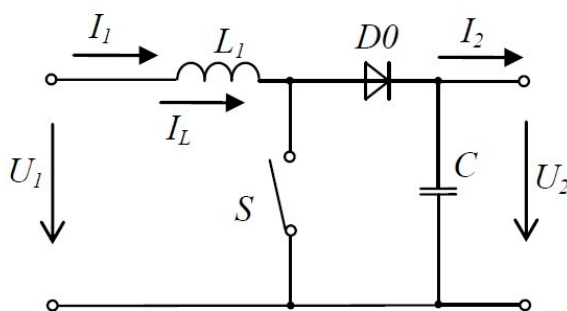
## 4. Modelování a dimenzování měniče

V této kapitole bude popsán návrh simulace zvyšujícího DC/DC měniče. Model měniče se skládá ze spínače (SiC MOSFET), zdroje napětí  $U_1$  s vnitřním odporem  $R_i$  (fotovoltaický zdroj), cívky  $L_1$ , diody  $D0$  (SiC Schottky), kondenzátoru  $C$  a z výstupního zdroje napětí  $U_2$  (výstupní akumulátor). Řízení spínače obstarává pulzní zdroj  $V_p$ .

Pro simulaci měniče byl vybrán program LTspice, který zatím jako jediný program nabízí modely SiC tranzistoru CMF20120 ( $U_{DS}=1200V$ ,  $I_D=42A$ ,  $R_{DS(on)}=80m\Omega$ ) a Schottkyho diody CSD10120.

### 4.1 Výchozí koncepce pro modelování a realizaci

Pro realizaci ve fotovoltaice byl vybrán zvyšující DC/DC měnič bez galvanického oddělení, jehož schéma principiálně odpovídá Obrázku 34. Z tohoto schématu se vychází při sestavování schématu pro simulaci.

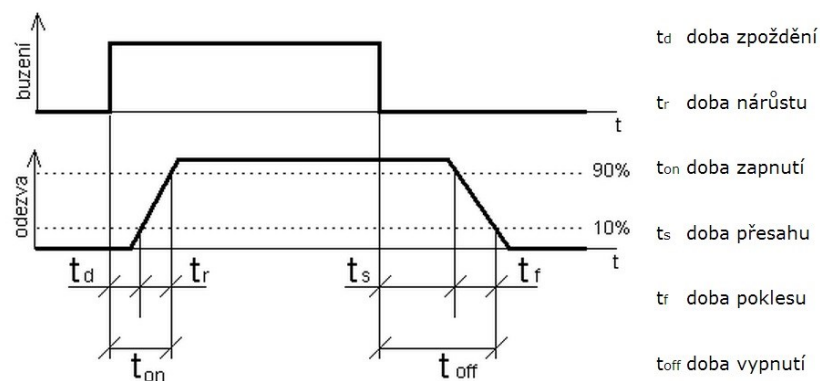


Obrázek 34 – Schéma měniče pro zvyšování napětí, principiální schéma

### 4.2 Numerický model SiC spínače

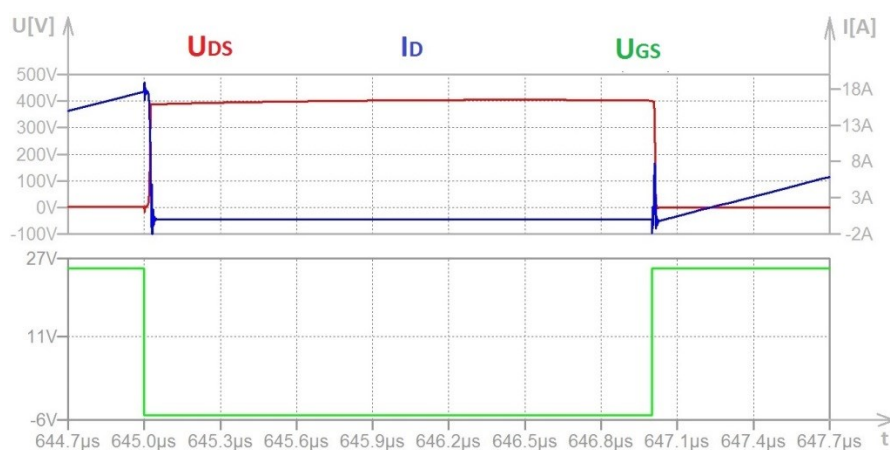
Schéma zapojení modelu je na Obrázku 39. Jako spínač je realizován MOSFET tranzistor CMF20120 řízený zdrojem  $V_p$  generujícím signál PWM. Použit je také ideální zdroj napětí  $V_1$  s vyjádřeným vnitřním odporem  $R_i$  a cívka  $L_1$ , jejíž velikost  $11\mu H$  je vypočtena s ohledem na časové parametry PWM signálu.

Dynamické vlastnosti tranzistoru vyjadřují, do jakých kmitočtů je součástka schopna plnit svou funkci spínače. Doba zapnutí a doba vypnutí je základní určující prvek dynamiky tranzistoru (viz. Obrázek 35).



Obrázek 35 – Spínací doby tranzistoru

Na Obrázku 36 jsou znázorněny podrobné průběhy zapínání a vypínání tranzistoru nasimulované v programu LTspice. Schéma pro simulaci dynamických průběhů bylo odvozeno přímo ze simulovaného měniče.



Obrázek 36 – Průběh zapínání a vypínání tranzistoru CMF20120

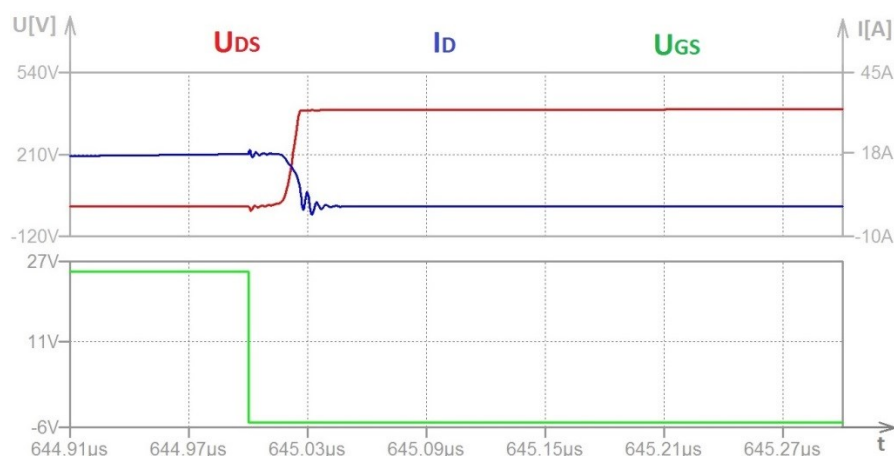
Na Obrázku 37 je přiblíženo zapínání tranzistoru pomocí simulace. Maximální ztrátový výkon při zapínání se odvodí z průsečíku nárůstu proudu  $I_D$  a poklesu napětí  $U_{DS}$  a v simulaci vyšel:  $P_{tot(on)}=2,7kW$ .



Obrázek 37 – Průběhy zapínání tranzistoru

Vypínání tranzistoru je zobrazeno na Obrázku 38. Maximální ztrátový vypínací výkon byl určen ze simulace v průsečíku nárůstu napětí  $U_{DS}$  a poklesu proudu  $I_D$  a vyšel:

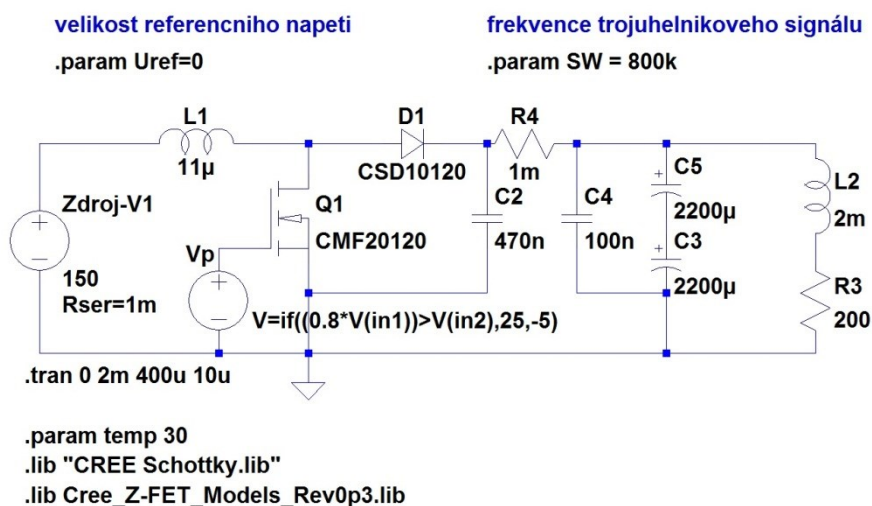
$$P_{\text{tot(off)}} = 3,2 \text{ kW}.$$



Obrázek 38 – Průběhy vypínání tranzistoru

### 4.3 Numerický model

Zapojení je tvořeno samotným měničem a PWM blokem, který spíná tranzistor. Princip zdroje PWM signálu spočívá v komparaci řídicího napětí s trojúhelníkovým signálem. Rozsah řídicího napětí se pohybuje od -10V do +10V. Zadané napětí  $U_{ref}=0$  odpovídá zatěžovateli  $z=0,5$ . V závislosti na řídicím napětí se mění doba sepnutí tranzistoru a perioda zůstává neměnná, jedná se o řízení s konstantní spínací frekvencí. Zátěž je tvořena indukčností  $L_2$  a odporem  $R_3$ . Při návrhu byl kladen důraz na to, aby byl výstupní proud spojitý nebo se pohyboval na mezi spojitosti.



Obrázek 39 – Schéma zapojení zvyšujícího měniče v programu LTspice za použití reálných prvků



Obrázek 40 – Průběh napětí  $U_{DS}$  a průběh  $I_D$  proudu tranzistoru

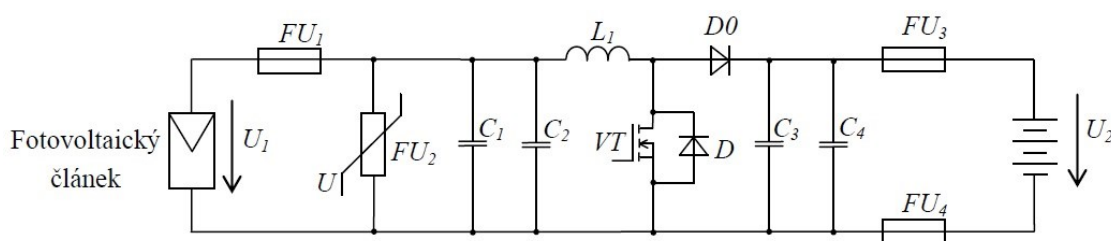


Obrázek 41 – Průběhy proudů tlumivkou a diodou

Z nasimulovaných průběhů zvyšujícího měniče při  $U_1=150V$ , jsme získali napětí na zátěži  $U_Z=300V$  a výkon přibližně 450W.

## 4.4 Dimenzování měniče

Pro správné dimenzování měniče se musí vycházet z volby kmitočtu spínání spínače, v našem případě tranzistoru CMF20120. Pro tento kmitočet spínání je s ohledem na vstupní výkon z fotovoltaiky provedena volba velikosti indukčnosti a dalších prvků obvodu. Na základě této rozvahy byl zadán požadavek vytvořit měnič, který by byl schopný přenést výkon cca 450W (proud  $I_{NC}=3A$  při napětí panelu 150V). Koncepce měniče bude odvozena od schématu na Obrázku 43.



Obrázek 42 – Schéma pro dimenzování měniče fotovoltaiky

Pro výpočet výkonu dosadíme do vztahu:

$$P_{1max} = U_{1max} \cdot I_{NC} = 150 \cdot 3 = 450W \quad (13)$$

Kde  $U_{1max}$  je maximální hodnota napětí panelu

$I_{NC}$  je celkový jmenovitý střední vstupní proud

Počítáme-li s předpokladem lineárního průběhu proudu cívky, bude její špičkový proud v režimu spojitých proudů  $I_{1(max)} = 9A$ .

Kvůli nelinearitě obvodu a remanentním ztrátám zvyšujeme hodnotu proudu o 10% (účinnost 0,9) a budeme počítat se špičkovým proudem:

$$I_{1(max)} = 9 \cdot 1,1 = 9,9A \approx 10A \quad (14)$$

Předpokládáme však zvlnění proudu 6A.

Kmitočet spínání odvodíme z dvojnásobku spínací doby  $t_1$ , předpokládáme stejnou dobu nabíjení a vybíjení energie cívky, dobu komutace v tuto chvíli zanedbáme. Výpočet závisí na předpokladu měniče pracujícího ve spojitém proudu nebo na mezi spojitosti.

Předpokládáme:

$$t_1 = t_2$$

$$t_1 + t_2 = T \rightarrow T = 2 \cdot t_1$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2 \cdot t_1} = \frac{1}{2 \cdot 0,625 \cdot 10^{-6}} = 800 \text{ kHz} \quad (15)$$

Pro vypočtené parametry navrhne simulační model v programu LTspice, viz Obrázek 39.

Jak již bylo zmíněno, pro tento model byl na základě dimenzování vybrán SiC tranzistor CMF20120 od firmy Cree. Jedná se o unipolární součástku, která má základní parametry: napětí  $U_{DS}=1200\text{V}$  a proud  $I_{D(max)}=42$ . Dále byla vybrána ultra rychlá SiC Schottkyho dioda CSD10120 také od firmy Cree, která má stěžejní parametry:  $U_{RRM}=1200\text{V}$ ,  $I_{FRM}=30\text{A}$  a  $T_{rr} \rightarrow 0$ . Jako budící obvod tranzistoru byl použit zdroj PWM signálu, jehož napětíové úrovně se odvíjí od použitého tranzistoru (viz kapitola 2.6).

#### Dimenzování tranzistoru

Ze zadaných a vypočtených parametrů navrhujeme na místo spínače použít SiC MOSFET tranzistor CMF20120. Dle datového listu zjišťujeme, že umožňuje proud  $I_D=42\text{A}$  při teplotě pouzdra  $T_C=25^\circ\text{C}$  a  $I_D=24\text{A}$  při teplotě pouzdra  $T_C=100^\circ\text{C}$ . Pulzní proud  $I_{Dpulse}=90\text{A}$  při teplotě  $T_C=25^\circ\text{C}$ .

Pro napětíové zatěžování vycházíme z parametrů datového listu. Jedná se o MOSFET tranzistor s napětím  $U_{DS}=1200\text{V}$  při teplotě přechodu  $T_j=25^\circ\text{C}$ . V rozeprnutém stavu (stav naprázdno) tranzistoru je zatěžován napětím naprázdno  $U_{I_{max}}=150\text{V}$ , tedy vyhovuje. Pokud tranzistor vede, je namáhán napětím  $U_{2max}=450\text{V}$ . Z čehož vyplývá, že tranzistor CMF20120 vyhovuje podmínkám proudového i napětíového zatěžování.

Pro výpočet ztrát tranzistoru uvažujeme, že je zatěžován proudovými pulzy v režimu spojitých proudů nebo proudů na mezi spojitosti. Dynamické a statické ztráty tranzistoru jsou odečteny ze simulace:  $P_{T(AV)DYN} = 23,1\text{W}$

$$P_{T(AV)STAT} = 1\text{W}$$

Celkovou velikost střední hodnoty ztráty tranzistoru vypočteme:

$$P_{T(AV)} = P_{T(AV)STAT} + P_{T(AV)DYN} = I + 23, I = 24, I W \quad (16)$$

#### Určení ztrát diody D0

Celková ztráta diody pro maximální střední hodnotu proudu je odvozena ze simulace a nabývá hodnoty:  $P_{D0(AV)} = 5,2 W$

Celkový ztrátový výkon součástky bude:

$$P_{(T+D0)AV} = P_{tot} = P_{T(AV)} + P_{D0(AV)} = 24, I + 5,2 = 29,3 W \quad (17)$$

#### Výpočet chladiče

Výpočet chladiče je odvozen od maximální teploty na čipu podle katalogového údaje  $T_{jmax} = 135^\circ C$  a teplotě okolí  $T_a = 40^\circ C$ .

Teplotní odpor chladiče vypočteme:

$$P_{tot} = \frac{T_j - T_a}{\sum R_{\theta}} = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta J-C} + R_{\theta C-H} + R_{\theta H-A}} \rightarrow R_{\theta H-A} = \frac{T_j - T_a}{P_{tot}} - R_{\theta J-C} - R_{\theta C-H} = 2,48 K/W \quad (18)$$

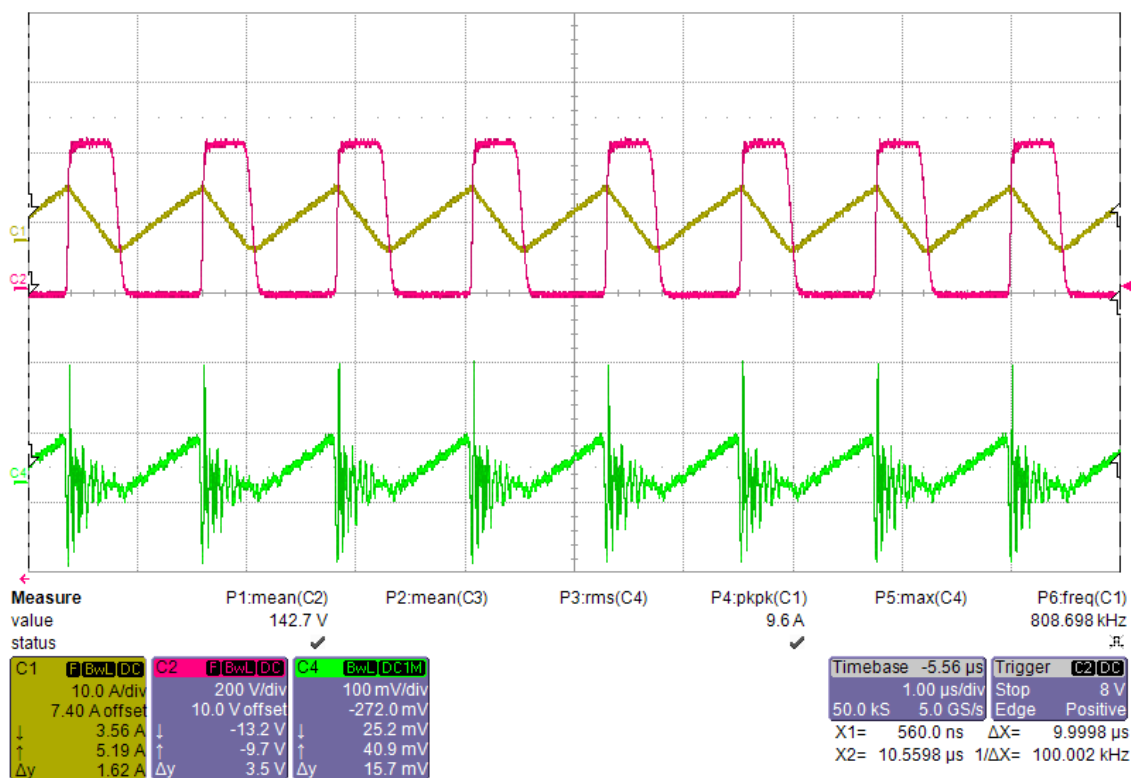
Přechodový odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem je  $R_{\theta C-H} = 0,25 K/W$  a odpor mezi polovodičem a pouzdrem je  $R_{\theta J-C} = 0,51 K/W$ .



## 5. Realizace fyzikálního vzorku a jeho ověřování

Fyzikální vzorek měniče byl realizován na katedře elektroniky na základě výsledků modelování a výpočtu. Jedná se o testovací vzorek na desce plošného spoje. DPS výkonové části je dvojvrstvá a řídicí části jednostranná. Řídicí DPS je umístěna na patici pro snadnou odnímatelnost od výkonové části. Budič je napájen 12V a je spínán 3,3V. Byl použit napájecí zdroj o hodnotě 140V. Hodnota zátěže byla použita  $200\Omega$  a tlumivka zvolena  $11\mu\text{H}$ . Hodnota vybraných kondenzátorů je  $2200\mu\text{F}$  na napětí 400V (obrázky z realizace jsou uvedeny na další straně).

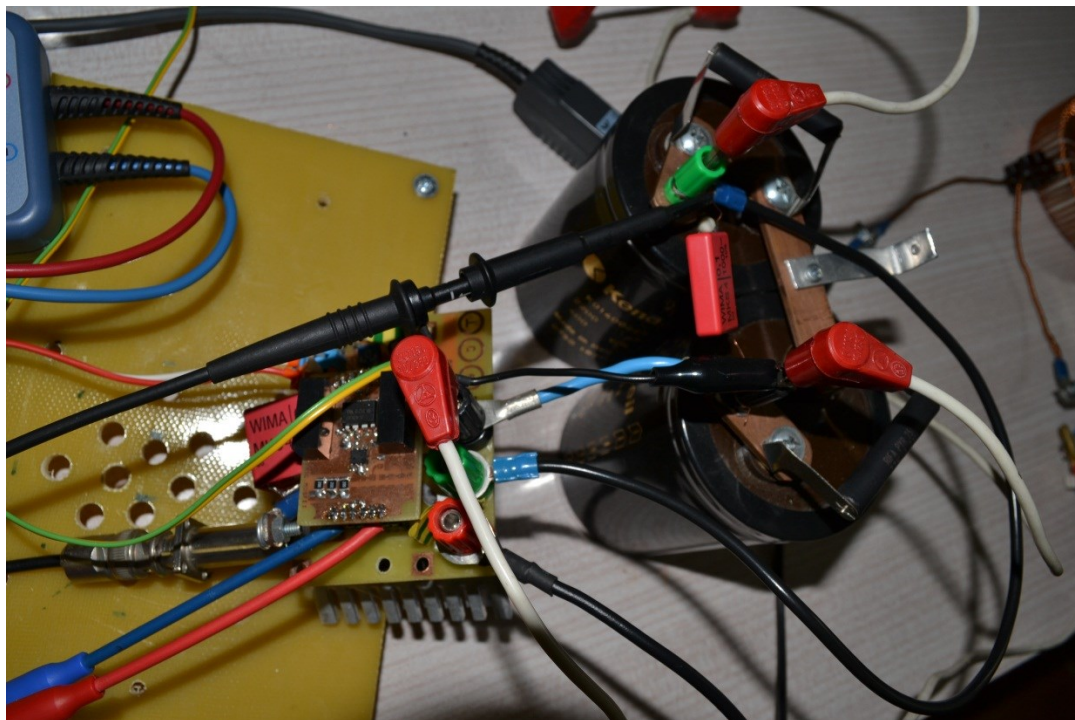
Na DPS výkonové části jsou vyvedeny konektory pro přepojování země, anody a katoda diody z důvodů universálnosti výrobku měnit se na zvyšující nebo snižující měnič. Dále je z DPS vyveden konektor BNC pro snadné měření veličin tranzistoru.



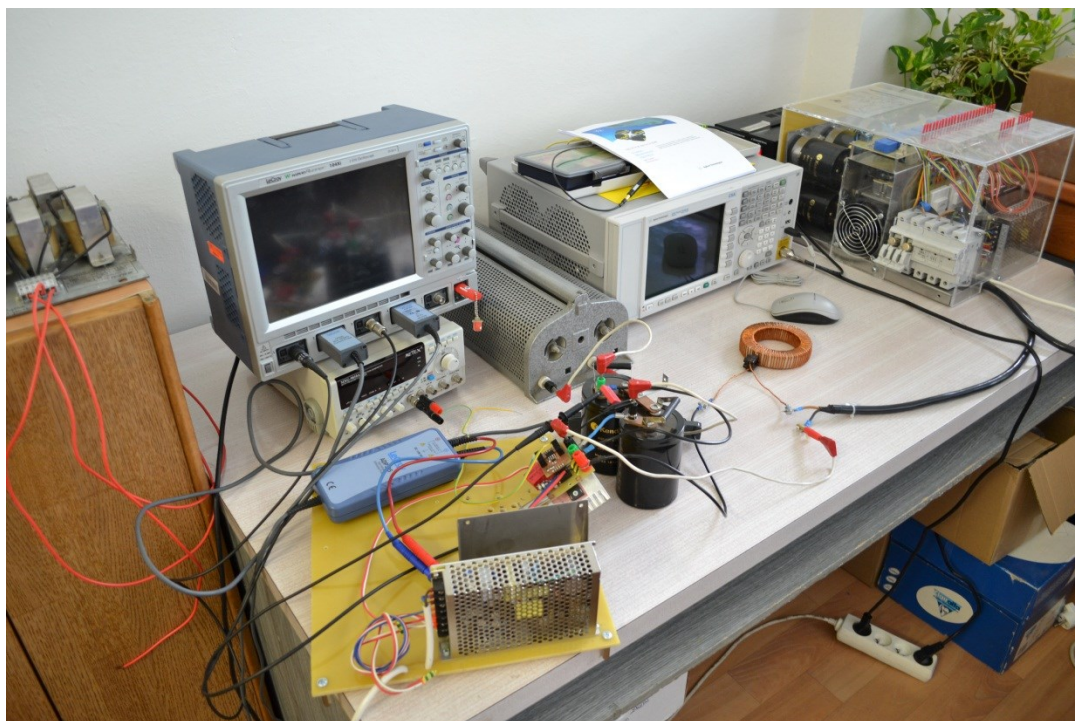
Obrázek 43 – Změřené hodnoty realizovaného měniče

Červený průběh znázorňuje napětí  $U_{DS}$ , které dosahuje hodnoty 400V. Žlutý průběh je proud tlumivkou L1 a dosahuje hodnot 10A. Poslední průběh je proud tranzistorem  $I_D$ . Proud diodou, jak je naznačen v simulaci, nemůžeme v realizovaném měniči změřit. Jak je patrné

z naměřených a nasimulovaných hodnot, průběhy se nijak zvlášť neliší. Průběhy byly změřeny pomocí osciloskopu Lecroy 104xi za použití diferenciálních sond.



*Obrázek 44- Realizovaný výrobek připraven k měření*

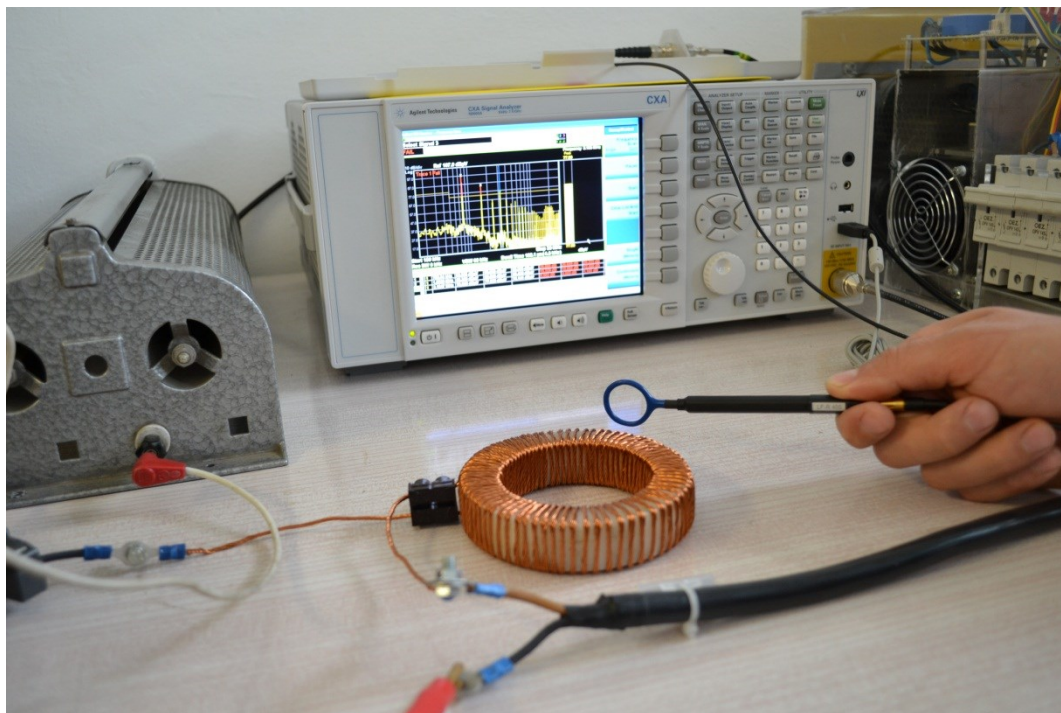


*Obrázek 45 - Měřicí pracoviště*

## 6. Ověřování vlastností z pohledu EMC

Realizovaný zvyšující měnič je zdrojem vysokofrekvenčního rušení. Praktická část se také zabývá měřením právě EMC realizovaného měniče. K tomuto měření byl použit analyzátor Agilent-507 CX.A N9000A. Protože měnič pracuje na vysokých frekvencích cca 1MHz, bylo rozhodnuto, že se měření provede v pásmu 150kHz – 30MHz pro normu ČSN EN 55011. Pro měření EMC na měniči se použije kruhová sonda pro zjišťování blízkého pole z důvodu přesnějšího analyzování rušení elektromagnetických polí.

Nejprve se měřilo rušení pro vzduchovou cívku o hodnotě 11μH kruhovou sondou pro nejefektivnější změření elektromagnetických polí, protože cívka byla shledána jako největší zdroj rušení. Měření bylo provedeno jak ve středu cívky, kde by teoreticky mělo být rušení největší, tak i na jejím okraji. Na Obrázku 46 je vidět způsob měření rušení na okraji cívky.

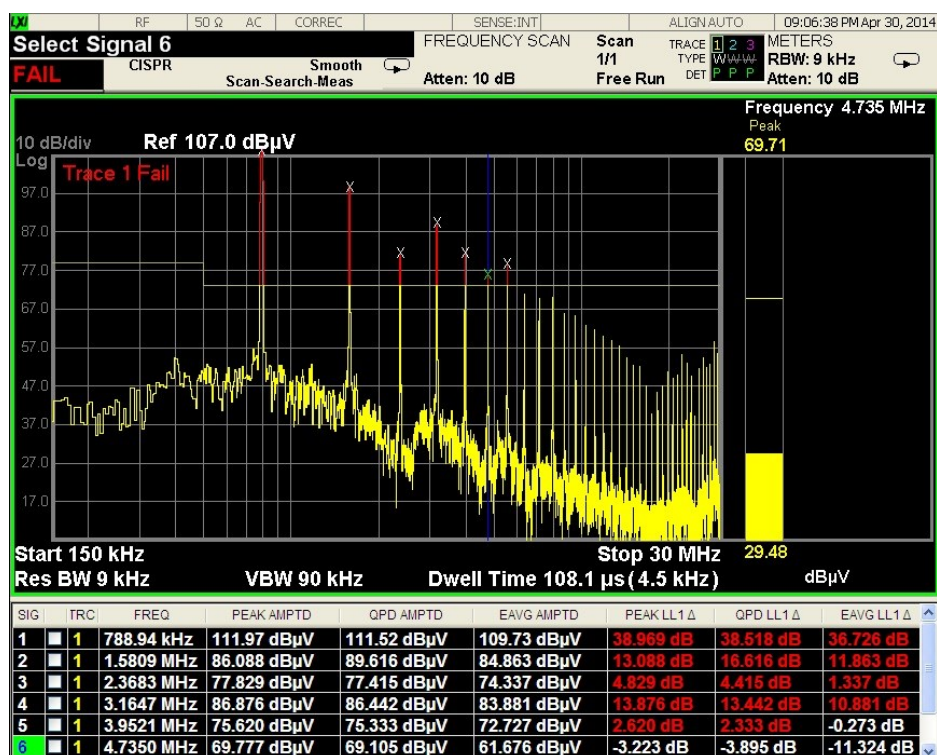


*Obrázek 46 – Měření EMC kruhovou sondou na okraji cívky*

Podle zadané normy ČSN EN 55011 by mělo měření probíhat ve vzdálenosti 1 metru. V této vzdálenosti realizovaný výrobek jednoznačně splňuje požadovanou hodnotu EMC. Norma je na analyzátoru zobrazena jako žlutá vodorovná přímka. Pro praktické nastudování problematiky EMC a následné seznámení se s analyzátozem bylo měření prováděno ve vzdálenosti pouze 5cm od součástky. Protože se kmitočet měniče pohybuje okolo 1MHz, bylo pásmo pro měření rušení

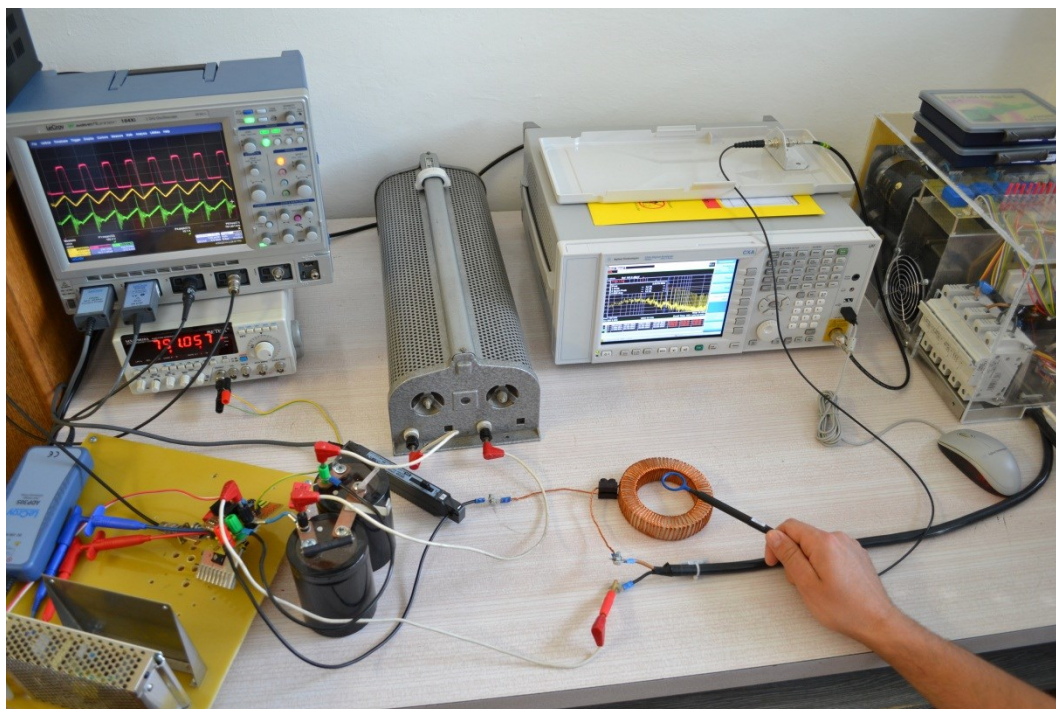


zvoleno od 150kHz do 30MHz. Dále se analyzátor nastavil na zapisování překročených hodnot v rámci normy v rozsahu měřeného pásma.

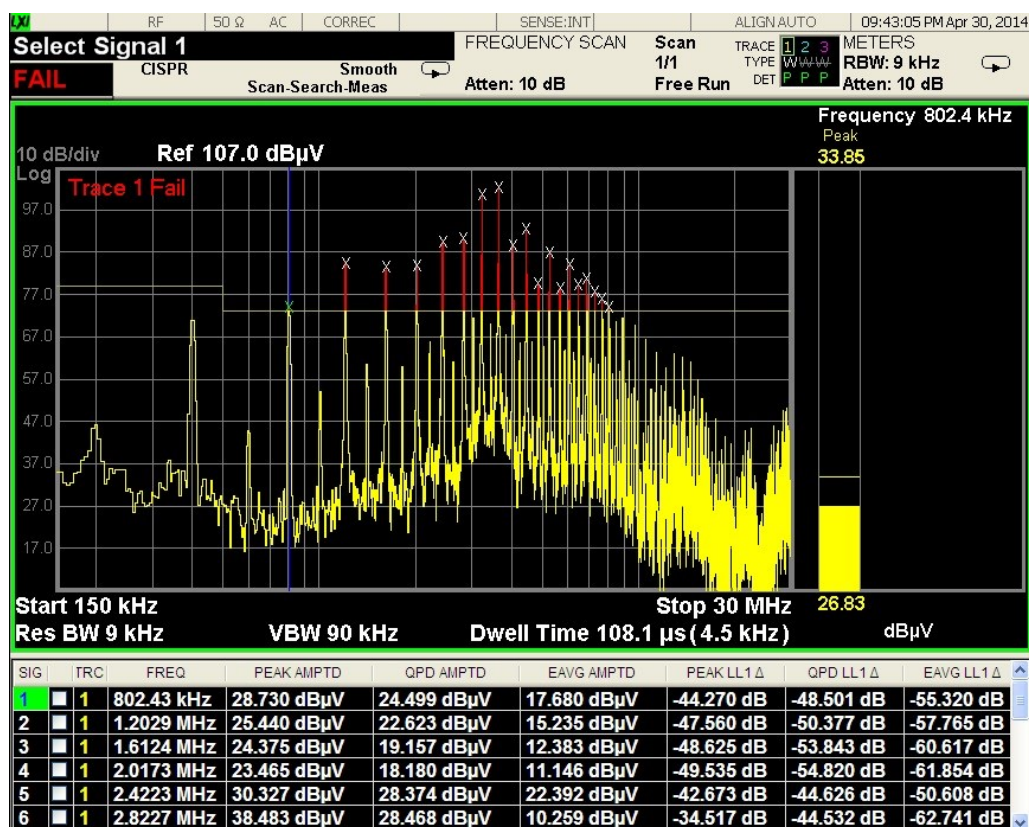


Obrázek 47 – Změřené hodnoty na okraji cívk

Jak je patrné z Obrázku 47, v měřeném pásmu jsou překročeny hodnoty na sedmi frekvencích. Největší rušení nastává při 790kHz, kdy kvazi-špičková (QP) hodnota přesahuje o 39dB, což je poměrně velké rušení. Za zmínku ještě stojí hodnoty frekvence 1,6MHz a 3,2MHz, při kterých hodnota QP přesahuje 13dB. Je nutné však brát do úvahy podmínku, že se sonda nachází v bezprostřední blízkosti.



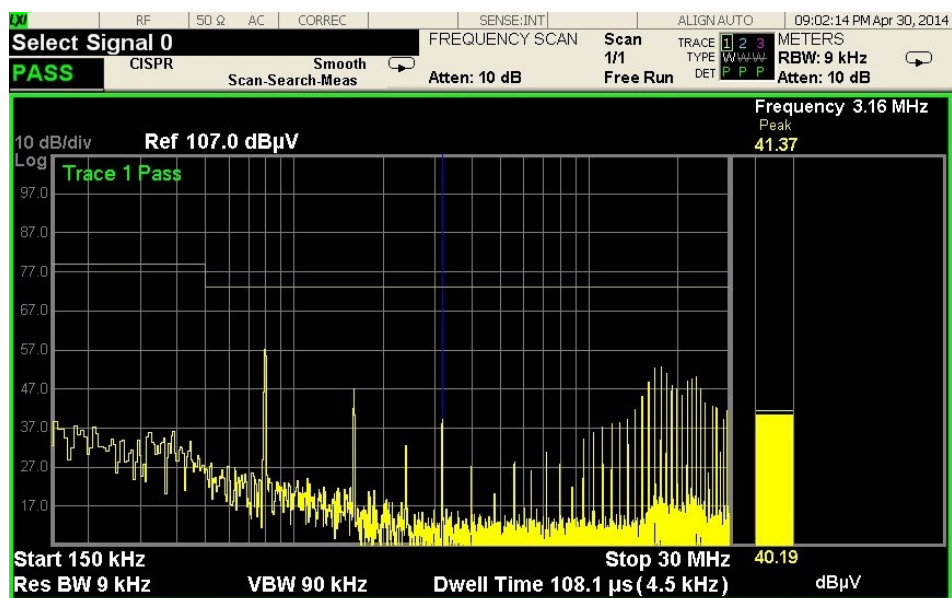
Obrázek 48 - Měření EMC kruhovou sondou ve středu cívky



Obrázek 49 - Změřené hodnoty ve středu cívky

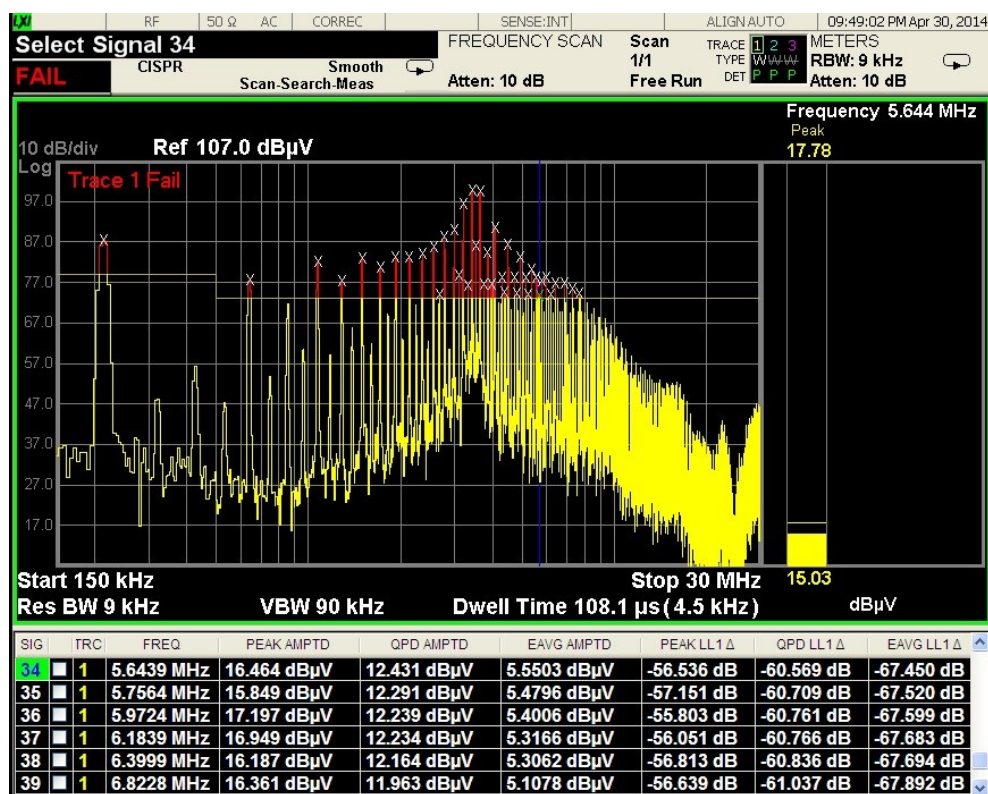
Z Obrázku 49 je patrné, že rušení ve středu cívky je daleko větší než na jejím okraji. Výsledkem je devatenáct překročených hodnot zadané normy.

Pro porovnání elektromagnetického rušení je na Obrázku 50 znázorněno rušení DPS výrobku, které nepřekračuje s velkou rezervou normu.



Obrázek 50 – Změřené hodnoty DPS výrobku

Pro srovnání vyzařování elektromagnetického rušení bylo změřeno vyzařování sekundární strany vysokofrekvenčního transformátoru. Sekundární vinutí má indukčnost 100μH se spínací frekvencí 180kHz.

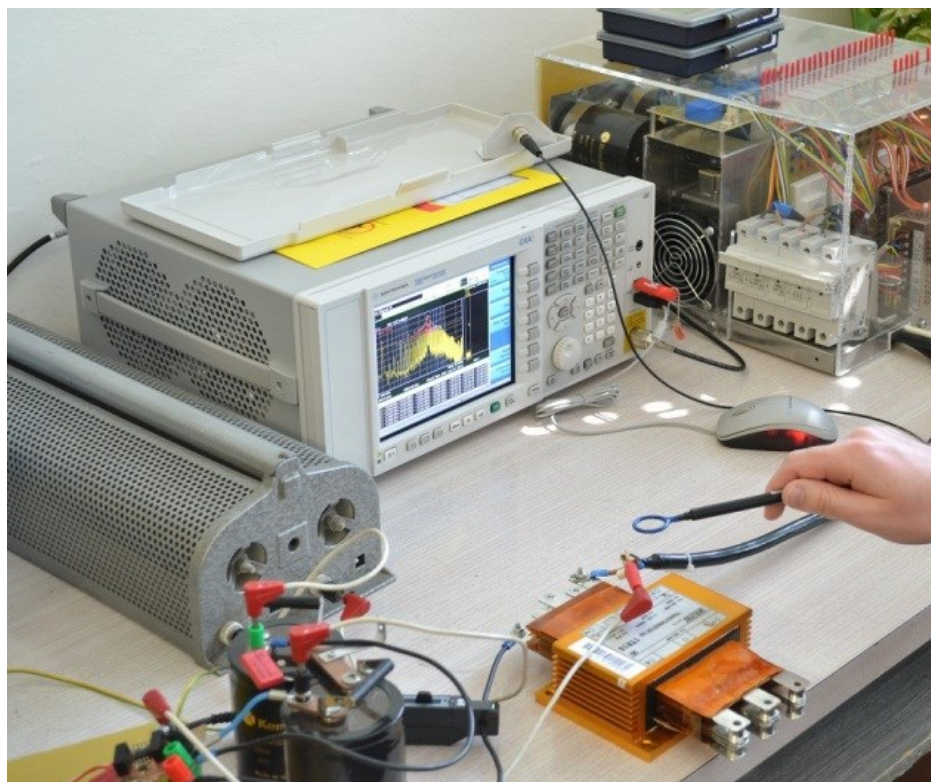


Obrázek 51 – Změřené hodnoty EMC sekundární strany transformátoru

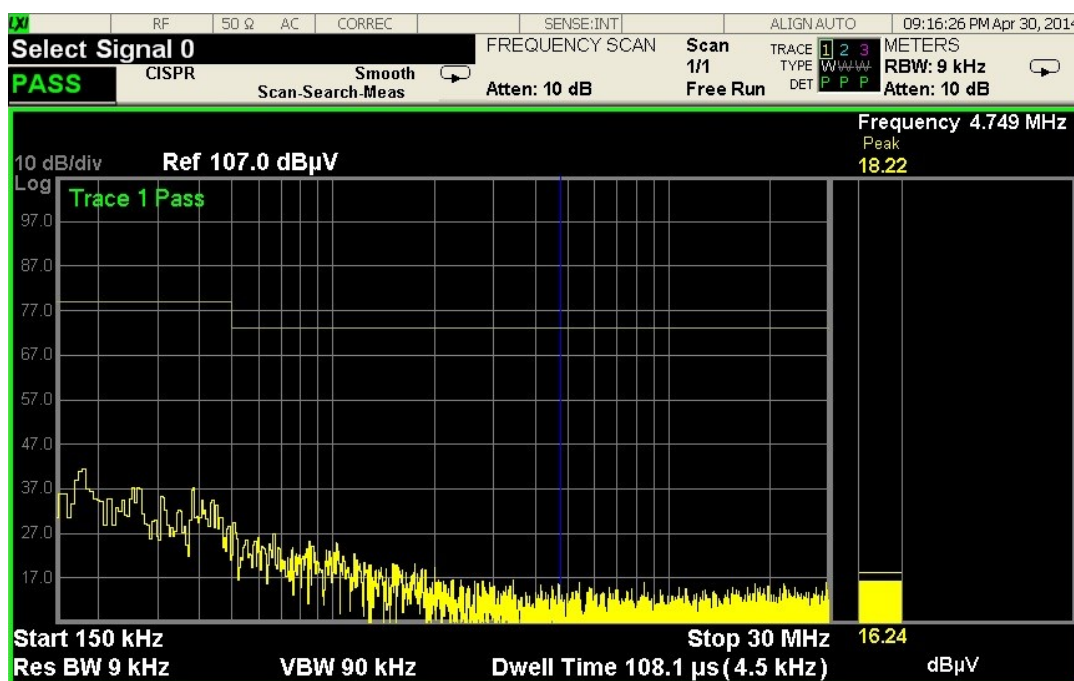
Hodnot překračujících danou normu je již příliš mnoho. Měření probíhalo nad sekundární stranou transformátoru ve výšce cca 10cm. Je velice pravděpodobné, že takové zařízení by při testech EMC podle zadané normy neobstálo.

Pro představu a porovnání je na Obrázku 53 znázorněno elektromagnetické rušení prostředí laboratoře při vypnutých laboratorních přístrojích (tzn. pozadí rušivého pole).





Obrázek 52 – Měření EMC kruhovou sondou nad sekundární stranou transformátoru



Obrázek 53 – Elektromagnetické rušení laboratoře



## 7. Závěr

Cílem bakalářské práce bylo provést návrh měniče pro fotovoltaický systém s akumulací energie za použití SiC součástek. Dílčím cílem bylo navržený model matematicky simulovat a jeho řešení porovnat s realizovaným výrobkem. Zvláštní pozornost byla věnována především podrobnému rozboru SiC prvků. Byly popsány jejich základní elektrické a tepelné vlastnosti. Následně byly podrobně charakterizovány všechny druhy komerčně dostupných diod a tranzistorů spolu s jejich aplikačním doporučením. V další části práce byla provedena simulace zvyšujícího měniče v programu LTspice. Tato simulace významně usnadnila práci při dimenzování měniče. Na realizovaném fyzikálním vzorku pak byly porovnány průběhy napětí a proudů s nasimulovaným matematickým modelem. Na fyzikálním vzorku pak byla měřena elektromagnetická kompatibilita podle zadané normy.

## 8. Seznam použité literatury

1. KŘEČEK, Tomáš. Součástky na bázi SiC. *Roznovskastredni.cz* [online]. ©2010 [cit. 2013-12-01]. Dostupné z: <http://www.roznovskastredni.cz/dwnl/pel2007/03/Krecek.pdf>
2. NEUECK, G. Philip. Silicon Carbide Technology. *Grc.nasa.gov* [online]. ©2006 [cit. 2013-12-01]. Dostupné z: <http://www.grc.nasa.gov/WWW/SiC/publications/CRCChapter2ndEd.pdf>
3. SADDOW, E. Stephen. and A. Agarwal. *Advances in Silicon Carbide Processing and Applications*. 1st edition. Nordwood: Artech House, 2004. 217 s. ISBN 1-58053-740-5.
4. PERRET, Robert. *Power Electronics Semiconductor Devices*. 1st edition. John Wiley & Sons, 2010. 576 s. ISBN 9780470611494
5. KIM Nam-Oh et al. Electric and physical chacteritics of a SiC-PiN Diode for high - power devices. *Kps.or.kr* [online]. ©2008 [cit. 2013-12-05]. Dostupné z: <http://www.kps.or.kr/jkps/downloadPdf.asp?articleuid=%7B06C2A787-BC5B-41AB-B373-3B753518D9BD%7D>
6. LUTZ, Josef et al. *Semiconductor Power Devices*. 1st edition. Springer, 2011. 538 s. ISBN 978-3-642-11124-2
7. KIM, Seong-Jin et al. Breakdown voltage characteristics of sic schottky barrier diode with aluminum deposition edge termination structure. *Kps.or.kr* [online]. ©2006 [cit. 2013-12-08]. Dostupné z: <http://www.kps.or.kr/home/kor/journal/library/downloadPdf.asp?articleuid=%7B6B138607-E1A4-47E8-98D9-E79917EEE111%7D>
8. SHUR, M., S. RUMYANTSEV and M. LEVINSHTEIN. *SiC Materials and Devices: Volume 1*. 1st edition. World Scientific Publishing, 2006. 342 s. ISBN 981-256-835-2
9. VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika-přehled výkonových polovodičových součástek, svazek 1*. 1. vyd. Plzeň: ZČU Plzeň, 1994. 72 s. ISBN 80-7082-136-1
10. ALEXANDROV, P., W. WRIGHTA, M. PANA, M. WEINERA, L. JIAOB, and J. H. ZHAO. Demonstration of high voltage (600- 1300 V), high current (10-140 A), fast recovery 4H-SiC p-i-n/schottky(MPS) barrier diodes. *Lw20.com* [online]. ©2003 [cit. 2013-12-08]. Dostupné z: <http://www.lw20.com/120110707174381859.html>
11. AYALEW, Tesfaye. SiC Semiconductor Device Technology, Modeling, and Simulation. *Iue.tuwien.ac.at* [online]. ©2004 [cit. 2013-12-12]. Dostupné z: <http://www.iue.tuwien.ac.at/phd/ayalew/>
12. FRIEDRICHS, P. et al. Application oriented unipolar switching SiC Devices. *Mater. Sci. Forum*. 2000, vol. 389-393, pp. 1185-1190.
13. SHUR, M., S. RUMYANTSEV and M. LEVINSHTEIN. *SiC Materials and Devices: Volume 2*. 1st edition. World Scientific Publishing, 2007. 140 s. ISBN 9812703837

14. ČERNÍK, Martin. *Výkonové polovodiče spínače a výkonová elektronika*. 1. vyd. Liberec: Technická universita v Liberci, 2008. 95 s. ISBN 9788073724054
15. Cree, Inc. CAS100H12AM1 1.2kV, 100A Silicon Carbide Half-Bridge Module-datasheet. *Cree.com* [online]. ©2014 [cit. 2014-1-10]. Dostupné z: <http://www.cree.com/~media/Files/Cree/Power/Data%20Sheets/CAS100H12AM1.pdf>
16. Cree, Inc. Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs. *Cree.com* [online]. ©2011 [cit. 2014-1-10]. Dostupné z: <http://www.cree.com/~media/Files/Cree/Power/Application%20Notes/CPWRAN08.pdf>
17. PAVELKA, Jiří a Z. ČEŘOVSKÝ. *Výkonová elektronika*. 3. vyd. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2009. 226 s. ISBN 978-80-01-03626-6
18. VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika-měniče s vlastní komutací a bez komutace, svazek 3*. 1. vyd. Plzeň: ZČU Plzeň, 1998. 252 s. ISBN 80-7082-485-9
19. CHLEBIŠ, Petr. *Výkonová elektronika I: pro kombinované a distanční studium*. Ostrava: VŠB Ostrava, 2003.
20. VACULÍKOVÁ, Polina a E. VACULÍK. *Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů: praktický průvodce techniky omezení elektromagnetického vřrušení*. 1. vyd. Praha: Grada Publishing, 1998. 487 s. ISBN 80-7169-568-8
21. PÁNEK, D., V. KOTLAN a P. KARBAN. LTspice- pracovní verze. *Home.zcu.cz/~lsroubov/* [online]. ©2011 [cit. 2014-15-2]. Dostupné z: [http://home.zcu.cz/~lsroubov/TE1/LTspice\\_navod.pdf](http://home.zcu.cz/~lsroubov/TE1/LTspice_navod.pdf)